

DERNIÈRES INFORMATIONS TECHNIQUES

CONSEILS PRATIQUES A L'USAGE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELLS

N° 1

OCTOBRE 1934

Pour une parfaite utilisation de l'octode

Le montage le plus rationnel assurant le maximum de rendement et une complète stabilité sur ondes très courtes

L'octode est la lampe changeuse de fréquence la plus perfectionnée du marché actuel. Construite selon les plus récentes indications de la science radio-électrique, elle est cependant d'une mise en œuvre très simple. Et c'est cette particularité séduisante qui permet d'affirmer que l'octode constitue la solution si longtemps cherchée du problème du changement de fréquence par une seule lampe : C'est la simplicité, l'élégance, qui aux yeux des moins avertis caractérisent, en effet, dans le domaine scientifique, la perfection définitive d'un appareil.

L'octode, lampe à 8 électrodes dont 6 grilles, peut être considérée comme constituée de deux lampes superposées :

Une triode formée par la cathode et les deux premières grilles, la deuxième jouant le rôle de plaque.

Une hexode formée par la cathode fictive qui prend naissance un peu en deçà de la « plaque » de la triode, par les 4 grilles restantes et par l'anode ; cette hexode, du fait de la réunion des grilles 3 et 5 et du branchement de la grille 6 à la cathode, fonctionne en réalité à la manière d'une penthode.

La « triode » d'une octode est montée en oscillatrice (oscillations locales), la « penthode » de cette octode est montée en amplificatrice modulatrice à pente variable (la grille 4 sur laquelle on applique les oscillations dont on désire changer la fréquence est à pas variable).

La triode vient moduler l'émission cathodique de la penthode et produit ainsi le changement de fréquence par modulation, méthode la plus moderne et la plus efficace.

La triode est, on le sait, le meilleur

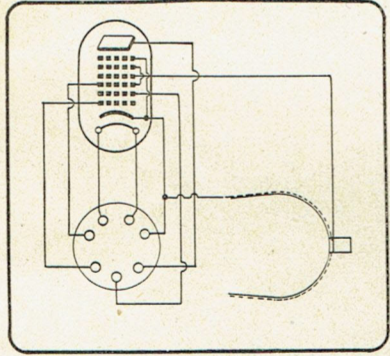


Fig. 1

leur dispositif oscillateur connu ; la penthode est la plus efficace des amplificatrices. L'équation de fantaisie.

triode + penthode = octode constitue un moyen mnémotechnique de garder toujours présents à l'esprit les avantages et les caractéristiques de l'octode.

La figure 1 donne le schéma de principe de l'octode AK1 et la correspondance des électrodes et des broches du culot.

Le montage de l'octode est simple. On monte la triode constitutive en oscillatrice par couplage électromagnétique grille-plaque en insérant deux bobines couplées mutuellement, l'une entre la grille 1 et la masse, l'autre entre la grille 2 (plaque oscillatrice) et une tension de 70 v. environ. La bobine grille est accordée par un condensateur variable (qui commande la fréquence des oscillations locales) et le circuit-grille comprend le condensateur et la résistance que l'on retrouve dans tous les schémas de triode oscillatrice correctement établies.

La penthode constitutive est utilisée comme suit : Les grilles 3 et 5 réunies sont portées à la même tension que la plaque oscillatrice de la triode constitutive, la grille 4 et la grille de commande ; dans l'anode on insère le primaire du transformateur moyenne fréquence.

En général, l'octode fonctionne avec n'importe quel bobinage, avec une tension écran et « plaque oscillatrice » déterminée sans grande exactitude : en un mot l'octode n'est pas une lampe critique et ce n'est pas là le moindre de ses attraits pour l'utilisateur moyen. Cependant une lampe de la qualité de l'octode mérite d'être utilisée avec quelques soins et l'adoption de valeurs très exactes pour certains des organes de ces

NOUS avons voulu, par l'édition régulière de feuillets de documentation technique, mettre rapidement à même les techniciens amateurs et professionnels de bénéficier des derniers travaux exécutés dans les principaux Laboratoires de T.S.F. du monde, en leur évitant l'obligation d'une compilation de documents difficile, onéreuse et souvent incomplète.

Dans ces feuillets, nous vous présenterons exclusivement des **ELEMENTS PRATIQUES** qui seront la conclusion d'études, d'expériences, de mesures, de rapports, etc..., que nous aurons suivis ou sur lesquels nous serons documentés. Nous garderons pour nous la fastidieuse théorie, n'en extrayant que des éléments précis, nécessaires à une application facile et efficace.

Nous espérons que l'initiative que nous prenons sera appréciée par tous les radio-électriciens avides de documentation pratique et notre plus grand désir, en entreprenant ce travail, est de leur être utile.

schémas d'utilisation pratique se montre indispensable lorsque l'on désire obtenir le maximum de rendement de la lampe surtout sur ondes courtes.

Le plus récent schéma d'utilisation de l'octode AK1 est représenté par la figure 2. Ce schéma ne diffère que très peu de celui qui a été jusqu'ici préconisé. Nous ferons à son sujet les remarques et commentaires suivants :

1°. — Le condensateur de grille de la partie « triode oscillatrice » est 100 μ F au lieu de 1.000 μ F comme il a été spécifié jusqu'à présent, cette valeur plus faible augmente encore la souplesse de fonctionnement du dispositif et assure la suppression des blocages qui pourraient être dans

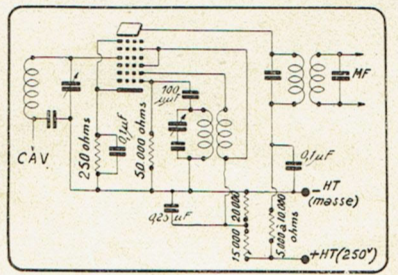


Fig. 2

certain cas constatés en ondes très courtes.

2°. — La tension de 70 v. commune aux grilles 2, 3 et 5 de l'octode n'est plus obtenue par chute le long d'une simple résistance de 20.000 à 30.000 ohms, mais par un dispositif potentiométrique constitué d'une résistance de 20.000 ohms et d'une résistance de 15.000 ohms montées en série entre la masse et le + H.T., la résistance de 15.000 ohms étant du côté du + H.T. Cette manière d'obtenir la tension de 70 v. par potentiomètre n'est pas absolument indispensable, mais elle n'est pas compliquée et assure une rigoureuse stabilité ainsi qu'une grande régularité de fonctionnement, qualité qui ne saurait être dédaignée dans les récepteurs modernes.

3°. — Il peut y avoir intérêt à découpler le circuit d'anode de l'octode en particulier dans le cas où cette lampe équivaut à un montage à grand nombre d'étages. Pour assurer ce découplage on insère dans l'anode de l'octode entre le + H.T. et le primaire du transformateur moyenne fréquence une résistance de 5.000 à 10.000 ohms. 10.000 ohms est un maximum qu'il n'y a aucun avantage à dépasser. Cette résistance est combinée comme à l'ordinaire avec un condensateur « by pass » de 0,1 μ F. La présence d'une résistance dans le circuit plaque de l'octode diminue sensiblement le courant anodique déjà très faible de cette lampe et contribue en conséquence à réduire le bruit de souffle qui atteint ainsi des valeurs exceptionnellement basses.

4°. — Il est important, dans le but de faciliter en toute circonstance, l'amorçage d'oscillation dans la partie triode de l'octode, que la résistance de fuite soit montée entre grille et masse et non entre grille et cathode. Cette résistance doit être traversée par un courant d'environ 0,16 mA pour les petites ondes et les grandes ondes et de 0,06 à 0,07 mA pour les ondes courtes.

5°. — Quoique l'octode fonctionne avec les bobinages oscillateurs les plus divers, il est recommandé que ces bobinages (surtout celui de grille) ne soient pas trop amortis. On est ainsi conduit à adopter du fil de 15/100 de mm. de diamètre pour les enroulements grille et plaques dans le cas des grandes ondes et des petites ondes et du fil de 10/10 émaillé pour la grille et de 15 à 50/100 deux couches soie pour la plaque dans le cas des ondes courtes.

Une lampe de la qualité de l'octode AK1 utilisée comme il vient d'être spécifié dépasse de loin, par ses performances, et sa régularité de fonctionnement, toutes les lampes du marché destinées à remplir les mêmes fonctions, c'est-à-dire le changement de fréquence proprement dit.

Conseils pratiques pour la réalisation des récepteurs universels

La mise au point récente de lampes dites universelles a permis la réalisation de récepteurs fonctionnant indifféremment sur secteur alternatif et sur secteur continu, récepteurs dit CC/CA. Ces récepteurs très séduisants ont conquis tout de suite la grande vogue. Malheureusement ils n'ont pas toujours été construits suivant les indications d'une technique précise et ont souvent été réalisés d'une manière un peu empirique.

C'est que le problème du récepteur universel, du poste « tous courants » pour employer une expression fort répandue, est un problème nouveau dont les éléments essentiels ne sont fixés avec quelque certitude que depuis quelques mois à peine.

La technique du récepteur universel est donc délicate et par la nouveauté et par la complexité des problèmes qu'elle soulève à chaque instant.

Nous nous proposons d'examiner aujourd'hui quelques aspects de la question et de donner quelques conseils pratiques pour la réalisation de récepteurs CC/CA.

EXCITATION DU HAUT-PARLEUR. — Comme dans tout récepteur moderne, le haut-parleur d'un récepteur universel est du type électrodynamique. Le problème de l'excitation de ce haut-parleur est ainsi un des premiers qui se pose à la sagacité du technicien.

Dans un récepteur du type continu, l'excitation du haut-parleur électrodynamique est purement et simplement montée en parallèle sur le secteur.

Dans un récepteur du type alternatif, on utilise généralement l'excitation de l'électrodynamique comme bobine de filtrage, mais il est également possible de brancher cette excitation en parallèle sur la haute tension ou encore de lui assurer une alimentation indépendante.

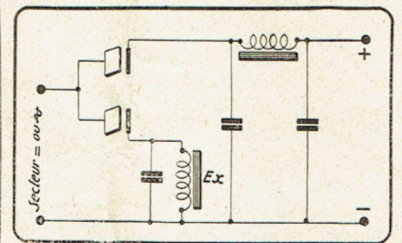


Fig. 1

Dans un récepteur du type universel, devant fonctionner indifféremment sur alternatif et sur continu, l'excitation se branche en parallèle sur l'entrée du filtre, après le redressement (excitation parallèle) ou encore se trouve montée à la sortie d'un redresseur spécial (excitation séparée).

On peut dans ce dernier cas de l'excitation séparée utiliser une valve redresseuse biplaque dont une diode est consacrée à l'alimentation haute tension du récepteur et l'autre

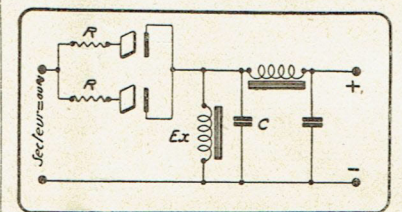


Fig. 2

à l'alimentation de l'excitation du haut-parleur.

Ainsi la figure 1 montre une CY2 montée de manière à alimenter par une de ses diodes les circuits haute tension du récepteur et par l'autre l'excitation du haut-parleur électrodynamique.

Cependant la disposition de la figure 1, très logique en théorie, se heurte pratiquement à l'objection suivante : la diode chargée de l'alimentation anodique débite beaucoup plus que celle qui fournit l'excitation du haut-parleur, la valve s'use inégalement.

Il est de beaucoup préférable d'adopter la disposition de la figure 2 qui uniformise le débit et par suite l'usure de la valve. Malgré une fabrication très soignée, il est impossible d'éviter que certains à-coups de courant ne provoquent la surcharge d'une des cathodes d'une valve de redressement montée en parallèle. C'est pour cette raison que nous avons indiqué figure 2 deux résistances R. Ces résistances, inutiles dans le cas d'un secteur 110 volts, deviennent très indiquées dans le cas d'un secteur à 220 volts. La valeur exacte de R n'est pas critique et une valeur d'une centaine d'ohms convient. Mais, comme nous allons le voir, on peut demander à ces résistances l'accomplissement d'un rôle supplémentaire et dans ce cas la détermination de leur valeur la plus favorable devient nécessaire.

COMMENT OBTENIR A LA SORTIE DE LA VALVE DE REDRESSEMENT LA MEME TENSION DANS LE CAS D'UN SECTEUR ALTERNATIF ET DANS CELUI D'UN SECTEUR CONTINU ?

Considérons une valve de redressement V, une CY1 pour fixer les idées alimentant un filtre dont le condensateur d'entrée est le condensateur C (fig. 3).

Étudions la tension aux bornes de C suivant que le secteur branché à l'entrée de la valve est continu ou alternatif.

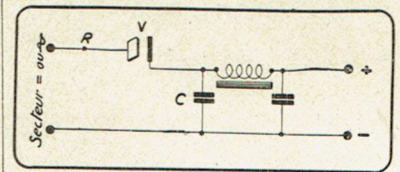


Fig. 3

Dans le cas d'un secteur continu de 220 volts, par exemple, la tension aux bornes de C est de 220 volts en négligeant la chute très faible qui se produit dans V dont la résistance interne est très petite par construction.

Dans le cas d'un secteur alternatif, le condensateur C se charge aux tensions maxima (la tension nominale du secteur n'est que ce que l'on appelle la valeur efficace). La tension maximum d'un courant alternatif s'obtient en multipliant par $\sqrt{2}$ la tension efficace.

Pour un secteur de 220 volts, la tension maximum est de

$$220 \times \sqrt{2} = 310 \text{ volts}$$

toujours abstraction faite, bien entendu, de la chute dans la valve.

Cet exemple montre clairement que le récepteur ne se trouve pas dans les mêmes conditions d'alimentation pour un secteur continu que pour un secteur alternatif.

Il y a donc toutes chances pour qu'un récepteur universel mis au point sur continu ne fonctionne pas identiquement sur secteur alternatif et réciproquement. Pour égaliser les tensions de charge du condensateur quelle que soit la nature du secteur disponible il suffit de monter au point marqué R, figure 3, une résistance de valeur convenable.

Cette résistance provoque une chute de tension plus faible sur continu que sur alternatif où les valeurs instantanées du courant prennent des valeurs bien plus fortes que sur continu : les valeurs de la tension aux bornes de C en alternatif et en continu se rapprochent l'une de l'autre.

Un autre avantage de la résistance série dans l'alimentation haute tension est de mettre la valve redresseuse à l'abri des sortes de « extra-courants » qui se produisent lorsque le récepteur est rebranché sur le secteur avant que les cathodes soient complètement refroidies.

Le tableau ci-dessous donne les valeurs à donner à R dans le cas de différents secteurs et de différentes valeurs de la capacité du premier condensateur C.

Lorsqu'on a affaire à une valve biplaque, montée comme la CY2 de la figure 2 par exemple (cas très répandu dans la pratique des forts débits), on introduit une résistance R dans chaque connexion d'anode.

Dans le cas d'un secteur d'une tension inférieure à 127 volts, la résistance série n'est pas nécessaire, parce que la différence entre la tension maximum et la tension efficace est petite et qu'il n'y a pas de surcharge temporaire à craindre.

FILTRAGE. — Le problème du filtrage est toujours assez délicat dans un poste secteur. Dans un poste universel, le filtre joue un rôle essentiel. De lui dépend le plus ou moins bon fonctionnement du récepteur.

Les considérations mathématiques qu'il est possible de faire à propos des filtres sont parmi les plus abstraites que l'on rencontre en radio-électricité. Aussi nous contenterons-nous d'énumérer quelques résultats pratiques.

Le condensateur d'entrée du filtre doit avoir une valeur élevée pour fournir une tension redressée aussi importante que possible et pour assurer à l'excitation une alimentation suffisamment libre de composantes alternatives. On adopte en général la valeur de 32 μ F.

Le condensateur de sortie du filtre doit être également assez fort pour supprimer toute composante alternative gênante. Sa valeur varie pratiquement entre 2 et 16 μ F.

En gros, pour fixer les idées, on peut dire que les deux condensateurs doivent être de valeur élevée pour compenser la faiblesse du coefficient de self induction que les circonstances de résistance ohmique et d'encombrement obligent à donner à la bobine de filtrage.

N'oublions pas, d'autre part, que, dans un poste universel, on n'utilise habituellement qu'une alternance du secteur et que la fréquence la plus basse à éliminer par le filtre n'est pas de 100 périodes, comme dans le cas d'un poste secteur alternatif classique, mais de 50.

La bobine de filtrage doit présenter une résistance de 100 à 200 ohms au grand maximum et un coefficient qui, pratiquement, ne pourra dépasser 7 ou 8 henrys, étant donné les limitations de résistance et d'encombrement. Il faut veiller à ce que le circuit magnétique de cette bobine ne se sature pas, et pour cela un entrefer de quelque 1/10^e de millimètre s'impose.

Pour éviter les saturations et les chutes de tension exagérées, on peut prendre la haute tension d'alimentation de l'étage BF immédiatement à l'entrée du filtre. Cet artifice a l'avantage de donner une tension plus forte pour cet étage BF et de faciliter le filtrage de l'alimentation anodique des autres lampes.

Il est particulièrement recommandable dans le cas d'un étage BF push-pull.

On a pensé à brancher la bobine de filtre dans la branche —. Avec cette disposition on peut utiliser la chute de cette bobine à la polarisation de la basse fréquence.

Mais alors, entre la cathode et l'élément chauffant de la détectrice, se trouve appliquée la tension existant aux bornes de la bobine de filtrage. Il en résulte des ronflements souvent redhibitoires. Aussi cette disposition ne devra-t-elle être employée qu'après essai très sévère.

TENSION DU SECTEUR	CAPACITE EN C	VALEUR DE R
170 - 250 volts	32 μ F	125 ohms
	16 μ F	75 ohms
	8 μ F	0 ohm
127 - 170 volts	32 μ F	75 ohms
	16 μ F	30 ohms
	8 μ F	0 ohm
au-dessous de 127 v.		résistance inutile

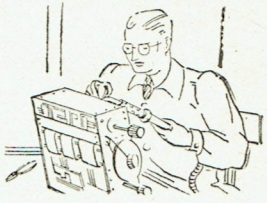
DERNIERES INFORMATIONS TECHNIQUES

CONSEILS PRATIQUES A L'USAGE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS



N° 2

NOVEMBRE 1934



L'octode et le bruit de fond

Le bruit de fond produit par une lampe de T.S.F. quelconque provient en première ligne de l'« effet Schottky »

On appelle « effet Schottky » certaines irrégularités du courant anodique qui donnent naissance, dans le circuit d'anode, à des courants alternatifs de très faible amplitude et de fréquences très diverses. L'ensemble de celles de ces fréquences qui se trouvent dans les bandes d'accord des lampes subséquentes, est amplifié par ces lampes et se traduit dans le haut-parleur par le bruissement bien connu qui est plus ou moins fort suivant les lampes employées et les dispositifs mis en œuvre. On voit que c'est surtout le bruit de fond qui naît dans la première lampe qui est redoutable, car il est amplifié par toutes les lampes suivantes.

Quoique le bruit de fond prenne naissance dans le circuit d'anode, il est commode pour le raisonnement de le considérer comme provoqué par un ensemble de tensions alternatives virtuelles attaquant la grille. Ces tensions virtuelles sont S fois plus petites que le courant alternatif de bruit de fond dans le circuit d'anode.

Dans le cas d'une lampe amplificatrice, S est la pente; dans le cas d'une changeuse de fréquence, S est la pente de conversion.

Lorsque l'on a affaire à une lampe changeuse de fréquence, les fréquences des tensions virtuelles de grille diffèrent, bien entendu, de celles du circuit plaque de la valeur de la fréquence des ondes locales.

On substitue en pratique, à l'ensemble des tensions virtuelles de bruit de fond se trouvant dans la bande d'accord du récepteur, une seule tension que l'on appelle la tension équivalente de bruit de fond.

Le bruit de fond, considéré comme la résultante des courants alternatifs parasites du circuit d'anode, est proportionnel à la racine carrée du courant d'anode Ia. La tension équivalente de bruit de fond est donc :

$$T_b = c \frac{\sqrt{I_a}}{S}$$

On trouve Tb en μV lorsque Ia est exprimé en mA et S en mA/V. c est un coefficient de proportionnalité d'environ 0,9 quelle que soit la lampe considérée.

Dans le cas d'une lampe changeuse de fréquence, S est la pente de conversion.

Calculons la tension équivalente de bruit de fond Tb d'une penthode HF, comme la E447 par exemple. On a :

$$T_b = 0,9 \frac{\sqrt{4,5}}{2} = 0,95 \mu V$$

Pour une octode on a :

$$T_b = 0,9 \frac{\sqrt{1,15}}{0,6} = 1,6 \mu V$$

On voit donc que l'octode se

trouve, au point de vue bruit de fond, dans un rapport très avantageux avec la penthode HF considérée comme amplificatrice HF.

Pour l'heptode américaine, on trouve 3,5 μV , chiffre bien plus considérable que pour l'octode : il est d'expérience courante, d'ailleurs, que le bruit de fond est très gênant avec les heptodes américaines.

Mais il ne suffit pas d'employer une bonne lampe comme l'octode pour éliminer le bruit de fond, il faut encore employer une antenne suffisamment développée pour que

le rapport $\frac{\text{musique}}{\text{bruit de fond}}$ soit de valeur telle que la musique se détache très nettement du bruit de fond.

En général, ce rapport ne doit pas être inférieur à 100.

Donnons un exemple numérique pour fixer les idées sur ce point important.

L'intensité sonore d'une réception T.S.F. dépend, on le sait, de l'amplitude de l'onde porteuse et de la profondeur de la modulation.

Supposons, pour simplifier le raisonnement, que cette modulation soit constituée par une seule fréquence musicale, un ut3 par exemple. Supposons que le taux de modulation soit de 80 %. En admettant que nous désirions que le rapport $\frac{\text{musique}}{\text{bruit de fond}}$ soit égal à 100,

la modulation correspondant au bruit de fond doit être le 100^e de celle de la musique. Cette modulation « bruit de fond » devra donc être ici de 0,8 % au maximum. Avec une octode, la tension équivalente de bruit de fond est, nous l'avons vu, de 1,6 μV en moyenne. Cette tension correspondant à une modulation de 0,8 %, l'oscillation porteuse d'attaque devra être au moins de $\frac{1,6}{0,008} = 200 \mu V$.

Tous les signaux correspondant à moins de 200 μV donnent un rapport $\frac{\text{musique}}{\text{bruit de fond}}$ de valeur insuffisante : le bruit de fond gêne.

Les 200 μV concernent l'attaque de la grille de commande de l'octode. Pour que le plus de stations possible donnent une attaque égale ou supérieure à 200 μV , il y a intérêt à utiliser une antenne assez développée.

Nous insistons sur le fait qu'à antenne égale, un récepteur équipé avec une octode donnera toujours de meilleurs résultats, en particulier en sensibilité et bruit de fond, qu'un autre récepteur équipé avec un autre type de changeuse de fréquence.

LA SENSIBILITÉ des appareils de T.S.F.

Définition --- Méthodes de mesure.
Appareils employés. --- Quelques résultats pratiques.

Comme toute grandeur physique, la sensibilité d'un appareil de T.S.F. est susceptible d'être concrétisée par un nombre. On dispose ainsi d'un moyen commode de juger du mérite d'un récepteur et de comparer divers récepteurs entre eux.

On a convenu de définir comme suit la sensibilité d'un récepteur.

C'est l'amplitude du signal d'attaque (onde entretenue modulée appliquée aux bornes « antenne », « terre » du récepteur, onde modulée à un taux fixe par une fréquence fixe), qui donne à la sortie du récepteur une puissance modulée minimum fournissant une audition acceptable en haut-parleur. Plus cette amplitude est faible, meilleure est la sensibilité du récepteur considéré.

Cette amplitude s'exprime en microvolts (symbole μV). Par exemple un récepteur présentant une sensibilité de 20 μV est plus sensible qu'un autre récepteur présentant une sensibilité de 50 μV .

Pratiquement, l'amplitude du signal d'attaque produisant la puissance modulée que l'on s'est fixé, autrement dit la sensibilité, varie avec la fréquence de l'oscillation porteuse du signal d'attaque. On peut donc tracer des courbes de variation de la sensibilité en fonction de la fréquence de l'oscillation porteuse du signal d'attaque. Il est donc bon, lorsque l'on dit que la sensibilité d'un récepteur a telle valeur, de préciser la fréquence de l'oscillation porteuse du signal d'attaque. Souvent, lorsque l'on dit que la sensibilité est N, on entend par là la sensibilité maximum, c'est-à-dire, d'après la définition de ladite sensibilité, la valeur minimum de N.

Précisons maintenant les circonstances dans lesquelles se font les mesures.

Le signal d'attaque est créé par le générateur HF. C'est une tension haute fréquence (oscillation entretenue) modulée à 30 % par une oscillation basse fréquence de 400 périodes par seconde. L'amplitude de ce signal est variable grâce à un dispositif potentiométrique appelé atténuateur (I) et qui permet de faire varier cette amplitude entre 1 microvolt et 1.000 microvolts par exemple. La fréquence de ce signal est également variable entre 150 et 1.500 kc/s.

L'influence de l'antenne n'est pas négligeable, on applique donc le signal d'attaque à travers une antenne fictive constituée par un condensateur de 200 μF , une bobine de 20 μF de coefficient de self induction, une résistance de 25 ohms non inductive. Cette antenne fictive correspond à une antenne réelle d'une hauteur effective de 4 mètres. Lorsqu'une tension HF de E μV est appliquée entre les bornes antenne et terre à travers une telle antenne fictive, tout se passe comme si une station d'émission créait à l'endroit de la réception un champ dont la composante électrique aurait une amplitude de $\frac{E}{4} \mu V$ par mètre et que l'on disposait d'une antenne de 4 mètres de hauteur effective, hauteur effective

(1) Atténuateur parce que à l'entrée de cet appareil la tension est de l'ordre de quelques volts.

qui est de l'ordre de grandeur de celle des belles antennes extérieures habituellement utilisées par les usagers.

La puissance modulée « choisie une fois pour toutes » est de 50 milliwatts. On la mesure de la manière suivante : on fait débiter la lampe de sortie du récepteur, par l'intermédiaire d'un filtre de sortie (self et capacité), sur une résistance R non inductive. Pratiquement, cette résistance est de 4.000 ohms lorsque la lampe de sortie est une triode, et de 7.500 ohms lorsque cette lampe est une penthode. On monte aux bornes de cette résistance un voltmètre alternatif sensible (par exemple voltmètre à cadre mobile combiné avec un redresseur au cuivre-oxyde de cuivre). Lorsque l'on connaît la tension E aux bornes de R, on calcule la puissance W fournie à R par la relation classique :

$$W = \frac{E^2}{R}$$

Pour que la puissance étalon de 0,05 watt soit développée dans R, on doit avoir :

$$E = \sqrt{0,05 \times R}$$

E et R étant exprimés en volts et ohms. Pour R = 7.500 ohms on a E = 19,4 V et pour R = 4.000 ohms on a E = 14,1 V.

Le montage de l'ensemble de l'appareillage est représenté par la figure 1.

Le générateur étalon en fréquences (I) est modulé à 30 % par un oscillateur basse fréquence (II) qui fournit la tension de 400 périodes.

La tension HF est mesurée à la sortie de I par un voltmètre sensible (III)

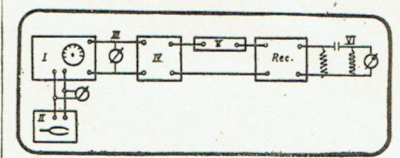


Fig. 1

Disposition de l'appareillage nécessaire à la mesure de la sensibilité d'un récepteur de T. S. F. : I. Oscillateur entretenu réglable (générateur HF) ; II. Modulateur basse fréquence ; III. Voltmètre de sortie de l'oscillateur ; IV. Atténuateur ; V. Antenne fictive ; Rec. Récepteur en étude ; VI. Mesure de la puissance modulée.

La tension à la sortie de l'atténuateur (IV) est égale à la lecture du voltmètre III divisée par 10, 100, 1.000, 10.000, 100.000, etc., suivant la position du curseur sur l'atténuateur (1). Cette tension est appliquée aux bornes du récepteur à travers l'antenne fictive (V) dont la constitution a été donnée plus haut. A la sortie du récepteur se trouve le dispositif de mesure de la puissance modulée (VI).

Le protocole des mesures est alors très simple :

L'appareil récepteur en essais étant accordé sur la fréquence du générateur I, on augmente l'intensité en agissant sur le réducteur jusqu'à ce que la lecture du voltmètre de sortie corresponde à la puissance de

(1) L'atténuateur est pratiquement gradué en microvolts.

50 mW. La position du curseur de l'atténuateur donne alors la sensibilité en microvolts.

En faisant varier la fréquence du générateur de 600 à 1.000 kc/s par exemple, on obtient une courbe de la sensibilité du récepteur dans la bande P.O. Ainsi la courbe de la figure 2 représente la courbe de sensibilité dans la bande P.O. du récepteur Philips 830A. On voit que la sensibilité de ce récepteur qui est dans la bande considérée en moyenne de 40 μV est d'autant meilleure que les ondes à recevoir sont plus courtes. Avec l'Octode-Super 521, la sensibilité moyenne est de 9 μV .

En manière de conclusion, nous allons donner quelques commentaires d'interprétation pratique de la sensibilité d'un récepteur.

Considérons un récepteur branché sur une antenne bien dégagée d'une hauteur effective de 2 m. Dans un grand centre, il est difficile de dépasser cette valeur de hauteur effective. Une antenne intérieure à une hauteur effective de quelques centimètres

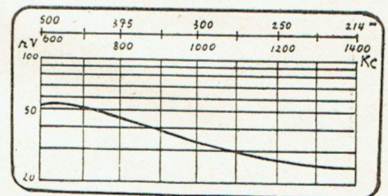


Fig. 2

Type de courbe de sensibilité d'un récepteur dans la gamme petites ondes (200-500 m.).

Pendant le jour, la plupart des émissions lointaines ne donnent au centre d'écoute qu'un champ électrique de quelques microvolts par mètre. En multipliant ces valeurs par la hauteur effective de l'antenne pour obtenir la tension qui attaque l'appareil, on constate que la plupart des émissions ne produisent que quelques microvolts.

Un récepteur très simple à deux ou trois lampes, d'une sensibilité de 500 microvolts, ne permettra pas de prendre les émissions de 100 $\mu V/m$; tout au plus pourra-t-il recevoir les émetteurs donnant en plein jour 250 $\mu V/m$, ainsi que les émissions locales.

La sensibilité de l'appareil 830 A est de 40 microvolts en moyenne. Elle ne permet donc pas d'écouter les émissions de quelques microvolts seulement ; les autres sont normalement entendues, surtout pendant la nuit, où l'intensité du signal est accrue par les phénomènes de réflexion des ondes (rayons indirects). Dans ces conditions, nous pourrions recevoir avec cet appareil 20 stations donnant un champ de 300 microvolts par mètre et une dizaine donnant un champ de 5.000 microvolts par mètre en plus des émissions locales.

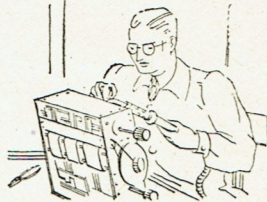
Avec un Super Octode dont la sensibilité est de 9 μV en moyenne, le nombre de postes que l'on peut recevoir est beaucoup plus considérable. Ainsi il y a une trentaine d'émetteurs européens donnant couramment en France, la nuit, un champ de 300 μV . Avec un Super Octode, il suffira théoriquement d'une antenne de 3 cm. de hauteur effective pour les recevoir.

DERNIERES INFORMATIONS TECHNIQUES

CONSEILS PRATIQUES A L'USAGE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

N° 3

9 DECEMBRE 1934



Adaptation du haut-parleur à la lampe finale

Il ne suffit pas d'avoir une lampe finale de qualité, susceptible de fournir la puissance modulée que l'on désire, il faut encore que le couplage du haut-parleur soit calculé de telle manière que, d'une part, la puissance modulée soit obtenue avec sa valeur maximum et la distorsion la plus réduite possible et que, d'autre part, les conditions de fonctionnement de l'ensemble lampe finale - couplage - haut-parleur soient indépendantes.

lampe présente un courant plaque 220 volts (200 volts anode, 75 volts écran), on aura

$$n = \sqrt{\frac{15}{5000}} = \frac{1}{18,3}$$

Pour une CL2 sur secteur 110 volts (100 volts anode et écran), on a

$$n = \sqrt{\frac{15}{2000}} = \frac{1}{11,5}$$

On voit ainsi que le rapport de transformation du transformateur de liaison doit varier avec l'alimentation de la lampe. Pratiquement on emploie des transformateurs à rapport variable par prises sur le primaire.

Mais il ne suffit pas de calculer le rapport de transformation du transformateur de couplage du haut-parleur, il faut encore dimensionner convenablement la self inductrice du primaire (10 henrys en moyenne) et obtenir cette self avec un diamètre de fil et une section de noyau correspondant à l'intensité du courant plaque qui traverse le primaire. Ce sont là des questions classiques en matière de construction de transformateur.

Influence des variations d'impédance de la bobine mobile avec la fréquence

Dans ce qui précède nous avons supposé que l'impédance de la bobine mobile était constante et nous avons notamment indiqué dans un exemple une valeur de 15 ohms pour cette impédance sans faire d'hypothèses sur l'influence de la fréquence.

En réalité cette impédance varie avec la fréquence. fréquence qui s'étend pratiquement entre 20 et 10.000 périodes par seconde (fréquences acoustiques).

Pour des impédances inférieures ou supérieures à l'impédance qui a servi aux calculs, la puissance modulée fournie par le haut-parleur est moins grande que celle que l'on désire obtenir. L'idéal serait donc que les impédances correspondant aux diverses fréquences acoustiques varient très peu de part et d'autre de la valeur qui a servi aux calculs et qui correspond à une certaine fréquence que l'on peut appeler fréquence de base.

La figure 1 montre l'allure générale de la courbe de variation de l'impédance d'une bobine mobile de haut-parleur électrodynamique avec la fréquence. Après un maximum dû à un phénomène de résonance, l'impédance augmente avec la fréquence. L'impédance n'est pas constante. On calcule donc l'impédance optimum à insérer dans le circuit plaque pour une certaine fréquence prise comme fréquence de base. Le choix de cette fréquence de base dépend de la répartition des fréquences les plus intenses dans la parole ou la musique. En pratique on obtient des valeurs tout à fait acceptables quand le couplage du haut-parleur est calculé pour une fréquence de base choisie vers 800 ou 1.000 périodes par seconde.

Conclusion

La meilleure lampe finale du monde peut être rendue pleinement inefficace si son circuit d'anode est couplé de manière déficiente au haut-parleur. L'âme du couplage est le transformateur de liaison qui doit être calculé pour la lampe et pour la bobine mobile du haut-parleur.

$$Z = \frac{200}{0,040} = 5.000 \text{ ohms}$$

Cette tension plaque de 200 volts correspond à une tension de secteur de 220 volts. Si l'on avait af-

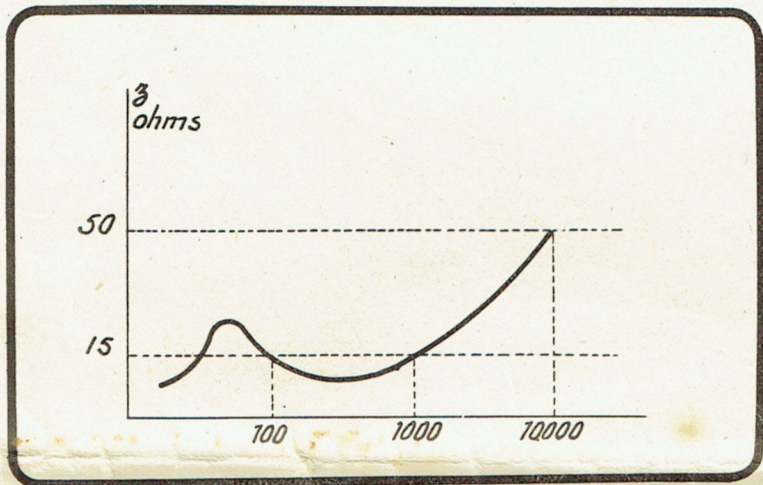


Fig. 1

dans la plus large mesure possible, des fréquences que l'on a en vue.

Actuellement les triodes ont à peu près totalement disparu comme lampes finales et l'attaque du haut-parleur est pour ainsi dire exclusivement confiée à une penthode. C'est donc le cas de la penthode que nous considérons uniquement ici :

Dans cette page de documentation technique nous désirons surtout donner des renseignements d'ordre pratique. Nous laisserons donc de côté la théorie pour arriver immédiatement à ses résultats et à ses applications.

Impédance optimum du circuit plaque

L'impédance optimum à insérer dans le circuit plaque (primaire du transformateur de liaison dans le secondaire duquel se trouve la bobine mobile du HP électrodynamique) est celle qui permet d'obtenir de la lampe finale - en l'espèce penthode - la plus grande puissance modulée. Cette impédance optimum Z est donnée par la relation

$$(1) \quad Z = \frac{V}{I}$$

V étant la tension appliquée à la plaque, I le courant continu circulant dans la plaque.

Cette valeur optimum Z est indépendante de la résistance interne Ri de la lampe car nous supposons avoir affaire à une penthode pour laquelle Ri est infini pratiquement.

La relation (1) est très simple mais sa méconnaissance peut mener au mauvais fonctionnement de la lampe.

Toute circonstance faisant varier V (changement de secteur, par exemple) ou I (modifications de la tension d'écran et de la tension plaque) fait varier Z, impédance optimum à insérer dans la plaque.

Considérons, par exemple, le cas de la penthode finale CL2. Cette

faire à une tension de secteur de 110 volts, la tension appliquée à la plaque serait (après chute dans le filtre) de 100 volts ; on applique alors 100 volts à l'écran ; le courant d'anode est de 50 mA et l'on a

$$Z = \frac{100}{0,050} = 2.000 \text{ ohms}$$

Cet exemple montre que les variations de Z lorsque varient les conditions d'alimentation plaque peuvent être considérables.

Comment réaliser l'impédance optimum ?

L'impédance optimum une fois calculée, il faut réaliser cette impédance.

Jadis avec les haut-parleurs électromagnétiques, on insérait directement l'enroulement dans la plaque de la lampe finale ; on réalisait l'impédance optimum en choisissant le nombre de spires de manière à réaliser la valeur cherchée.

Mais les haut-parleurs électromagnétiques sont actuellement abandonnés au profit des haut-parleurs électrodynamiques. Dans ces derniers l'encombrement et le poids de la bobine mobile sont très limités. La réalisation de l'impédance nécessaire ne pourrait s'obtenir avec un diamètre de fil pratique.

On surmonte la difficulté en faisant usage d'un transformateur de couplage dont le rapport de transformation tel qu'il est défini en Electrotechnique Générale est donné par la relation

$$n = \sqrt{\frac{z}{Z}}$$

Z étant l'impédance optimum calculée comme il a été précédemment dit et z l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur.

Supposons avoir affaire à une bobine mobile de 15 ohms d'impédance.

Dans le cas d'un CL2 sur secteur

L'amplification basse fréquence à résistance est revenue en honneur avec la faveur exclusive dont jouit actuellement la détection diode. Cette détection, qui s'effectue dans des conditions de pureté remarquables, ne fournit que des tensions détectées faibles dont l'amplitude est beaucoup trop petite pour attaquer de manière satisfaisante la lampe de sortie. Il est donc absolument nécessaire de faire subir au produit de la détection une amplification basse fréquence de tension. Une telle amplification est très simplement fournie par le montage dit à résistance dont la figure 1 donne le schéma général de principe. r_{c1} et r_{c2} sont les résistances de cathode (on suppose avoir affaire à des lampes à chauffage indirect), r est la résistance d'anode, C le condensateur de couplage, R la résistance de grille.

L'amplification effective A1 de la lampe 1, c'est-à-dire le rapport des amplitudes à la sortie a'b' et des amplitudes à l'entrée ab est égale, pour une fréquence f, à

$$A1 = \frac{kZ}{\rho + Z}$$

k étant le coefficient d'amplification statique de la lampe 1, ρ la résistance interne de cette lampe et Z l'impédance pour la fréquence f du circuit constitué par l'ensemble r, C, R.

A1 augmente avec k et le rapport Z/ρ. A1 ne dépasse jamais k et est, en pratique, compris entre 0,5 k et 0,75 k.

Dans un amplificateur BF à résistance deux capacités jouent un rôle important : la capacité de liaison C et la capacité effective Ce qui se trouve montée au bornes de la résistance de grille R.

Plus la capacité C est élevée, mieux sont transmises les fréquences acoustiques basses (fréquences inférieures à 100 par seconde). Plus la capacité effective Ce est faible mieux sont transmises les fréquences acoustiques élevées (supérieures à 2.000 périodes par seconde).

La capacité Ce est complexe. Elle est constituée en fait de quatre capacités élémentaires montées en parallèle et qui, par conséquent, s'ajoutent.

- 1°). — Capacité anode cathode de la lampe 1.
- 2°). — Capacité grille cathode de la lampe 2.
- 3°). — Capacité grille anode de la lampe 2 multipliée par le facteur (1 + A2). A2 étant l'amplification effective de la lampe 2.
- 4°). — Capacité entre connexions.

avec le plus grand soin et sa valeur bien réglée pour assurer le passage des fréquences basses. Il y a cependant une limite supérieure à ne pas dépasser pour C car si sa capacité est trop forte sa résistance de fuite se trouve diminuée, fait qui se traduit par l'amplification d'une tension positive sur la grille de la lampe subséquente 2 : la source anodique débite alors à travers R et la résistance de fuite de C.

Il n'y a jamais intérêt à dépasser 0,05 μF pour C.

Dans la pratique on n'utilise guère qu'un seul étage amplificateur basse fréquence de tension à la fois. Il est possible dans ces conditions de mettre en œuvre des lampes à fort k et à ρ élevée comme la triode E499, la penthode E446 ou encore l'élément tétrode de la E444.

Il est possible en modifiant le circuit d'anode de la lampe 1 et le circuit grille de la lampe 2 de donner à la courbe de réponse (amplification en fonction de la fréquence) de l'étage amplificateur BF à résistance de la figure 1 toute forme désirée de manière à compenser telle distorsion qui se produirait dans une autre partie de l'appareil. Par exemple, on peut désirer augmenter l'amplification des notes élevées par suite d'une sélectivité très poussée de la partie pré-détectrice, sélectivité qui a pour effet de « couper » les dites fréquences élevées.

1°). — Pour amplifier de manière plus importante les fréquences basses, on monte à la place de r une self (qui assure le passage du courant plaque) shuntée par un ensemble résistance et condensateur en série : l'impédance du shunt augmente lorsque la fréquence diminue. Pour obtenir un effet moins marqué on peut shunter le condensateur série par une résistance. En faisant varier les éléments du circuit plaque ainsi constitué on est maître d'agir sur la forme de la première partie de la courbe de réponse.

2°). — Pour amplifier de manière plus importante les fréquences élevées, on constitue le circuit plaque de 1 par une résistance en série avec une self : l'impédance d'un tel système augmente lorsque la fréquence augmente. Pour obtenir un effet moins marqué, on shunte la self par une résistance. Par un correct équilibré des valeurs des éléments constituant le circuit d'anode on peut donner à la partie « fréquences élevées » de la courbe de réponse telle forme que les circonstances exigent.

3°). — Pour moins amplifier les fréquences basses que les fréquences

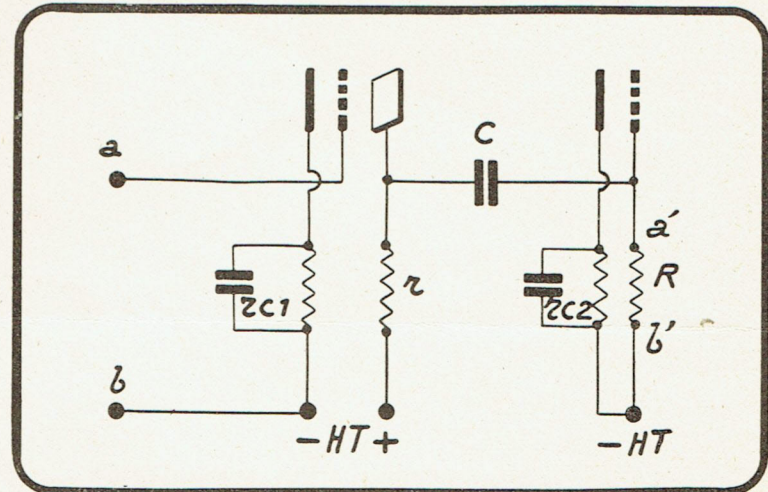


Fig. 1

De toutes les capacités constituant Ce, c'est la troisième qui influence le plus énergiquement. On voit l'intérêt qu'il y a à utiliser une lampe de sortie une lampe à capacité grille-anode faible. La E443H penthode BF de puissance est une lampe de ce genre.

En pratique, on donne à r une valeur comprise entre 2 et 3 fois la résistance interne ρ de la lampe 1. La résistance R dépend de la lampe 2.

R = 1 mégohm pour une lampe de 3 à 6 watts.

R = 600.000 ohms pour une lampe de 9 à 12 watts.

R = 300.000 ohms pour une lampe de 25 watts.

Le condensateur C doit être choisi

élevées, on place en série avec le condensateur de couplage C un second condensateur qui diminue la valeur effective de la capacité de liaison. Pour obtenir un effet moins marqué on shunte le second condensateur par une résistance.

4°). — Pour moins amplifier les fréquences élevées que les fréquences basses, on place en série avec le condensateur de couplage C une self. Pour obtenir un effet moins marqué, on shunte cette self par une résistance.

Les quatre dispositifs présentés ci-dessus, utilisés séparément ou en combinaison, permettent de donner à la courbe de réponse d'un amplificateur BF absolument la forme que l'on désire.

DERNIÈRES INFORMATIONS TECHNIQUES

CONSEILS PRATIQUES A L'USAGE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

N° 4

23 DÉCEMBRE 1934



L'influence de la courbure des caractéristiques

Dans un temps qui n'est pas bien loin on admettait sans discussion que la caractéristique des lampes amplificatrices devait être droite. C'était un dogme qu'on ne pouvait même point mettre en doute.

Aujourd'hui, c'est tout différent. Les caractéristiques ne sont plus droites, sauf pour l'amplification à basse fréquence. Et, dans le fond, il serait bien embarrassant d'étudier un amplificateur à haute fréquence avec des tubes dont la caractéristique serait idéalement droite. Il faudrait faire appel à des ruses d'Indiens pour obtenir un réglage de sensibilité.

Avec les sélectodes, ou lampes à pente variable, c'est tout simple. On applique une polarisation convenable sur la grille de commande de la lampe. Ainsi la pente au point de fonctionnement devient différente.

Or, on sait que pour un tube à écran ou une penthode on peut admettre très simplement que le gain par étage est proportionnel à la pente du tube au point de fonctionnement, et à l'impédance d'utilisation.

Cette pente variant progressivement avec la polarisation on a ainsi un moyen extrêmement simple de régler l'amplification à la valeur désirée.

Mais la pente n'étant pas constante, il s'ensuit nécessairement que la caractéristique n'est pas une droite. On est alors en droit de se demander si le fait d'utiliser une caractéristique courbée n'entraîne pas certaines conséquences.

Effets de la courbure

Un simple examen de la situation nous met en présence de trois faits indiscutables qu'on peut résumer comme suit :

1. La lampe produit une certaine distorsion.
2. La profondeur de modulation de la station écoutée est augmentée.
3. Si plusieurs oscillations attaquent simultanément la grille de la lampe, il y a modulation des unes par les autres. En d'autres termes, le tube a la propriété de mélanger les fréquences.

Les conséquences que peuvent avoir ces propriétés sont plus ou moins graves. Il est intéressant de pouvoir les déterminer.

Distorsion

Cela ressort immédiatement de l'examen de la fig. 1. Sur ce croquis nous avons représenté une caractéristique courbe.

Les oscillations à amplifier sont représentées en a, b, c, d, e... Supposons qu'il s'agisse d'une oscillation

sinusoïdale. Dans ce cas les amplitudes en b et en d sont égales.

Après amplification, l'oscillation devient A.B.C.D. On voit immédiatement que l'amplitude en B n'est plus la même qu'en D. Sans aller plus loin, la forme de l'oscillation n'étant plus sinusoïdale on peut conclure qu'il y a distorsion. Si, en particulier, nous soumettons, à la lampe, des oscillations à haute fréquence, modulées par son pur nous trouverons dans l'anode que la mo-

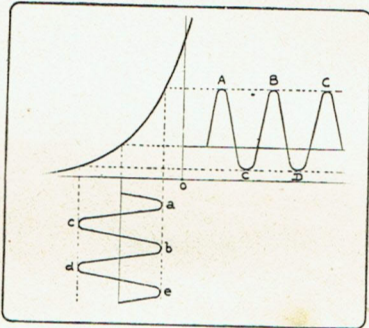


Fig. 1

distorsion ne correspond plus à un son pur. Des harmoniques sont présents qui ne l'étaient point dans la modulation primitive.

Cette constatation permet, d'ailleurs, de définir une mesure de la distorsion : il suffit d'apprécier l'amplitude relative de l'harmonique 2, par exemple.

Profondeur de modulation

En même temps qu'on observe l'apparition d'harmoniques indésirables, on constate que la profondeur de modulation est augmentée.

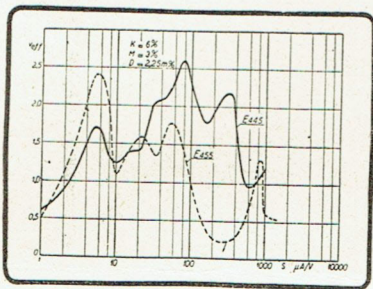


Fig. 2

On arriverait très facilement à démontrer ce résultat en établissant, avec une oscillation modulée, la même construction que la fig. 1.

Ce phénomène n'a qu'une importance assez faible. Toutefois, il peut avoir des conséquences appréciables lorsque la station que l'on reçoit a déjà une profondeur de modulation importante.

La détection rigoureusement linéaire est un idéal qu'on peut presque atteindre lorsque la modulation est peu profonde. Si la modulation est très profonde, cela devient plus difficile et une distorsion se produit alors.

Ainsi, indirectement, l'augmentation de la profondeur de modula-

tion peut avoir pour conséquence la production d'une certaine distorsion.

Modulation à 50 périodes

Le troisième phénomène peut avoir des conséquences plus graves si des précautions particulières ne sont pas prises.

Supposons — et le cas est assez fréquent — que, par suite d'une induction, d'un couplage quelconque ou d'un défaut de filtrage, une tension alternative à la fréquence du secteur soit imprimée à la grille d'entrée en même temps que l'oscillation à haute fréquence qu'il s'agit d'amplifier.

Si la caractéristique était droite, cela n'aurait aucune importance. On trouverait bien, dans le circuit anodique, la composante amplifiée, à 50 périodes. Mais l'impédance de liaison est pratiquement nulle pour une telle fréquence. Dans ces conditions le trouble disparaîtrait immédiatement.

Or, nous savons que la caractéristique n'est pas droite. Cela veut dire que tout déplacement du point de fonctionnement correspond à un changement dans l'amplification obtenue.

Ce point de fonctionnement se déplace à la fréquence que l'on désire ; mais il se déplace aussi à la fréquence 50 que l'on ne désire pas. Dans ces conditions, il est évident que l'amplification variant 50 fois par seconde l'oscillation à amplifier se trouvera modulée à cette fréquence.

C'est ce que nous avons voulu exprimer en disant plus haut que le tube avait la propriété de mélanger les différentes fréquences que l'on trouve dans le circuit de grille.

Conséquences

Les conséquences peuvent être graves. On observera, par exemple, que le récepteur ronfle. Tout se passe comme si la tension anodique était mal filtrée. Il y a un bourdonnement de secteur. Naturellement, le renforcement du filtrage n'apporte aucune amélioration. Nos lecteurs sont maintenant à même de comprendre pourquoi.

Le phénomène est généralement insignifiant pour des émissions relativement faibles. Il devient plus important pour des émissions puissantes.

Nous verrons plus loin comment on peut éviter ce défaut grave.

Transmodulation ou cross modulation

Avant d'atteindre la grille de la lampe d'entrée, les oscillations que l'on veut entendre rencontrent au

maximum deux circuits oscillants.

Encore, dans la plupart des cas, le circuit est-il unique.

Dans ces conditions, la « bande passante » est forcément assez large. Nous ne serons pas étonnés de constater que des oscillations, produites par une station puissante de longueur d'onde voisine, peuvent atteindre la grille du tube.

En vertu de ce que nous avons exposé plus haut la lampe opérera le mélange des fréquences, et celles-ci demeureront inséparables

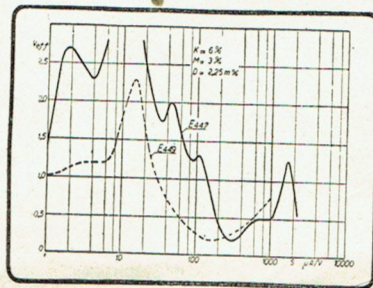


Fig. 3

par la suite, quelle que soit la sélectivité des autres circuits.

Le phénomène peut être couramment observé. Le récepteur étant réglé sur une émission, on observe comme des chuchotements ou des crachements dus à la station dont la longueur d'onde est voisine ; c'est la transmodulation. Les fréquences parasites sont très aiguës. Cela se conçoit ; les bandes latérales ne se touchent que par leurs extrémités et celles-ci correspondent précisément à l'extrême aigu.

En poussant à l'excès la sélectivité des étages suivants on pourrait supprimer le phénomène. Mais cela serait dû simplement au fait

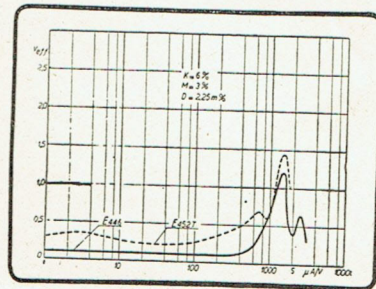


Fig. 4

qu'en réduisant la bande passante on a éliminé les fréquences acoustiques élevées aussi bien celles de la station désirée que celles de la station brouilleuse.

La forme des caractéristiques

On peut deviner sans peine que la forme des caractéristiques puisse avoir une grosse influence sur l'intensité des phénomènes que nous venons de signaler.

Si l'on pouvait faire des lampes telles que la caractéristique ait la forme d'une parabole, d'une ellipse ou d'une branche d'hyperbole, ces phénomènes seraient à peu près complètement évités. En tous cas,

ils deviendraient pratiquement négligeables.

Mais la forme des caractéristiques est beaucoup plus complexe.

Cependant, les différents modèles de tubes que nous avons à notre disposition ont, de ce point de vue, des qualités plus ou moins grandes.

Les tubes américains ont tous des caractéristiques donnant beaucoup de cross modulation.

On peut classer les tubes européens de la façon suivante : E445, E455, E447, AF2. Ainsi, le tube E445 permet de réduire considérablement la transmodulation. On devra donc l'utiliser chaque fois que ce phénomène devra être évité dans la mesure du possible.

On peut d'ailleurs tracer pour chaque tube une courbe donnant les tensions admissibles sur la grille pour une augmentation donnée de la profondeur de modulation, de la distorsion ou de la transmodulation (fig. 2, 3 et 4).

Ces phénomènes admettant la même cause peuvent être mesurés par la même courbe.

Conclusion

Faut-il insister sur ce fait que le phénomène le plus gênant est la transmodulation ? On remarquera que, pour chaque type de lampe, il existe une valeur de pente ou, ce qui revient au même, de polarisation permettant d'admettre, sur la grille, une tension maximum.

Suivant le type de récepteur que l'on aura en vue, on utilisera tel ou tel tube.

Pour éviter la modulation de ronflement, il faudra éviter tout couplage parasite avec le secteur. Pour ne donner qu'un exemple, il faudra, par exemple, éviter qu'une connexion reliée au chauffage vienne au voisinage de la grille du tube d'entrée.

Contre la « transmodulation » on peut opposer la barrière d'un circuit oscillant supplémentaire. Mais, il faut bien étudier la combinaison. Parfois, le remède pourra sembler illusoire. On peut remarquer qu'en général le phénomène sera plus marqué pour des valeurs de pente plus élevée. En ajoutant un circuit oscillant, on diminue d'un côté le phénomène, mais on l'augmente de l'autre par ce simple fait qu'on diminue la sensibilité totale. Par le jeu du contrôle automatique de sensibilité, une tension incidente plus faible pourra produire plus intensément le phénomène qu'on veut éviter.

Un des meilleurs moyens d'éviter la transmodulation est de soigner tout particulièrement la qualité du circuit d'entrée. Plus la courbe de résonance sera bonne et moins le phénomène sera sensible. Et il le sera d'autant moins qu'on pourra admettre un couplage plus faible de l'antenne.

DERNIÈRES INFORMATIONS TECHNIQUES

CONSEILS PRATIQUES A L'USAGE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

N° 5

13 JANVIER 1935

Réglage automatique de sensibilité C.A.V. ou antifading

Qu'est-ce qu'un récepteur C.A.V. ?
C.A.V. = « commande automatique de volume ».

Cette expression laisse croire qu'il s'agit d'un réglage de puissance, alors qu'il s'agit, en réalité, d'un réglage de sensibilité.

Il est donc bien préférable de parler d'une commande ou d'un réglage automatique de sensibilité. Un récepteur muni d'un tel dispositif a pour caractéristique de modifier automatiquement sa sensibilité, suivant que la station qu'il reçoit est puissante ou faible. Sa tendance est donc de ramener au même niveau de réception les émissions proches ou lointaines, puissantes ou faibles. Par ce fait même, il s'oppose aux variations d'intensité causées par le « fading » ou « effet d'évanouissement » ; c'est donc un récepteur avec régulateur antifading.

Principes utilisés

Que peut-on faire pour modifier la sensibilité d'un récepteur équipé avec des tubes modernes à pente variable (sélectodes) ? On modifie la polarisation de la grille de commande.

Pour arriver au résultat que nous cherchons, il faut donc que toute augmentation d'amplitude de la station écoutée ait pour conséquence une augmentation de la polarisation.

Dans tout récepteur, il y a un détecteur. Le récepteur réduit à sa plus simple expression est encore un détecteur. On peut prouver que, dans tous les cas, l'effet de détection est un effet de redressement. On transforme du courant alternatif en courant continu. L'intensité du courant continu est d'autant plus grande que l'amplitude reçue est elle-même plus grande.

Si l'on fait passer ce courant continu dans une résistance, il se traduira par une différence de potentiel, et celle-ci sera proportionnelle au courant.

Pour obtenir la régulation automatique, il suffit d'appliquer la tension continue ainsi obtenue sur les lampes amplificatrices.

Le schéma d'un tel dispositif est donné figure 1.

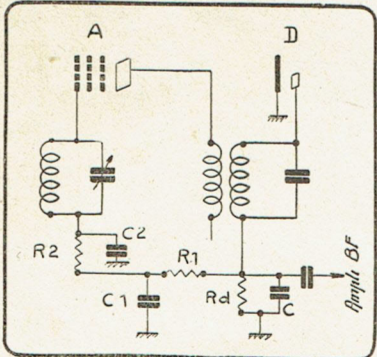


Fig. 1

Les oscillations à amplifier sont appliquées sur la grille de la lampe A. Au repos, les tensions sont réglées pour obtenir le maximum d'amplification.

Les tensions amplifiées sont transmises à un diode détecteur. Au repos, le courant créé dans le diode est très faible. La tension aux bornes de Rd est de l'ordre de 0,25 volt. Mais dès que des tensions sont redressées, on trouve aux bornes de Rd une tension téléphonique, appliquée aux lampes suivantes, et une tension continue.

Pour le fonctionnement de l'antifading, il faut opérer la séparation de ces tensions. C'est le rôle du véritable filtre constitué par les capacités et résistances R1, C1, R2, C2. A travers ce filtre, la tension continue est appliquée sur la grille de A. Ainsi, grâce à ce montage, l'apparition d'une oscillation sur la lampe se traduit par l'application d'une tension de polarisation, produisant une diminution de sensibilité du récepteur. Cette diminution sera évidemment d'autant plus grande que la tension d'entrée sera elle-même plus grande. On obtient, par conséquent, l'effet régulateur que l'on cherchait.

Quelques réflexions

Nous serons amené à faire plus loin la critique de ce montage. Cependant, il est intéressant d'en fixer exactement certaines caractéristiques.

Remarquons d'abord que le système ne peut donner la régulation

idéale. En effet, pour qu'il y ait augmentation de régulation, il faut évidemment qu'il y ait une augmentation de tension au détecteur. Et ce simple point démontre bien que la régulation idéale ne peut être obtenue, tout au moins par ce procédé.

Augmentation de la régulation

Nous appelons « tension de régulation » la tension dont nous pourrions disposer aux bornes de la résistance Rd.

Nous avons plusieurs procédés pour nous approcher davantage de la condition idéale définie plus haut.

a) Lampes amplificatrices spéciales.

Nous pouvons, tout d'abord, choisir une lampe amplificatrice A présentant des caractéristiques plus favorables. On sait que l'amplification est proportionnelle à la pente. Il faudra donc choisir une lampe telle que la variation de pente en fonction de la tension grille soit aussi rapide que possible. A titre indicatif, nous donnons, figure 2, un diagramme montrant les variations de la pente.

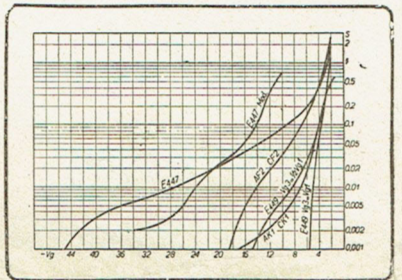


Fig. 2

Mais il faut examiner le problème sous d'autres aspects. Une lampe à faible recul de grille aura des tendances plus grandes à produire de la distorsion, de la surmodulation ou de la cross-modulation. D'autre part, il est indispensable que la polarisation appliquée soit plus grande que la tension haute fréquence développée sur la grille de la lampe.

Dans le cas où l'on utilise une hexode E449, surtout si la tension de régulation est appliquée sur les deux grilles de commande, il est indispensable de prévoir une prise d'antenne spéciale pour les stations locales. Sinon, on pourrait craindre une distorsion assez importante.

b) Action sur plusieurs lampes.

Un autre moyen consistera à utiliser des lampes présentant un recul de grille plus grand, mais à appliquer simultanément la tension de régulation sur deux lampes ou même plus.

On s'approche ainsi davantage d'une régulation parfaite. Cela se comprend immédiatement, puisque la diminution de « gain » touche simultanément deux étages.

Un autre avantage, c'est que, dans le cas d'un appareil à changement de fréquence, on réduit notablement le bruit de fond en réduisant l'amplification de la modulatrice ou de la lampe de moyenne fréquence. La lampe octode (AK1, CK1) se prête particulièrement bien à cette application.

L'augmentation de la régulation est nettement mise en évidence par le diagramme de la figure 3.

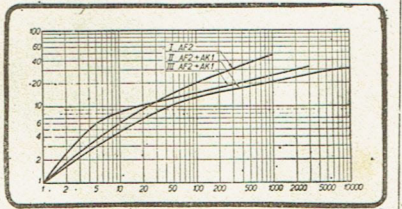


Fig. 3

Mais on ne doit pas non plus perdre de vue ce que nous avons exposé dans le précédent paragraphe. Il faut que la régulation permette la réception de la station locale et qu'à ce moment la polarisation appliquée sur la lampe d'entrée soit assez grande pour permettre le fonctionnement normal.

c) Régulation amplifiée.

I. Supposons que le réglage sur une station quelconque fasse naître aux bornes de Rd une tension de 2,25 volts. La tension au repos étant de 0,25 volt. La variation est de 2

volts. Nous pouvons évidemment amplifier cette variation à l'aide d'un montage approprié. Si le résultat de cette opération nous donne un gain de 10, nous pourrions disposer d'une tension de régulation de $2 \times 10 = 20$ volts. Cela est considérable, et l'on peut penser obtenir ainsi une régulation excellente.

Nous donnons figure 4 un exemple

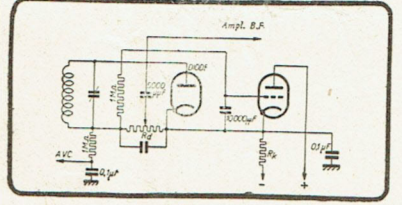


Fig. 4

d'application de ce principe. Voici comment s'explique le fonctionnement. Supposons que la résistance cathodique RK soit connectée à un point présentant une tension négative de 80 volts par rapport à la masse du châssis. La lampe amplificatrice est une triode, par exemple. Son courant cathode est de 4 milliampères ; la résistance RK est de 20.000 ohms. La tension de la cathode est donc de $20.000 \times 4 = 80$ volts par rapport au point -80. C'est donc exactement, au repos, la tension du châssis. Les sélectodes sont réglées, par ailleurs, pour être au maximum de sensibilité.

Dès qu'une tension sera redressée par le diode, il y aura apparition d'une tension continue aux bornes de Rd. La grille de la lampe triode deviendra donc négative par rapport à sa cathode. Par conséquent, le courant anodique va diminuer. Ce courant traverse RK. Il n'y aura plus équilibre entre le -80 volts et la chute de tension dans RK et le point marqué AVC va devenir négatif. En fait, il deviendra négatif pour deux raisons :

- 1° Chute dans Rd ;
- 2° Amplification de tension dans la lampe triode. On conçoit que, par ce mécanisme, il soit possible d'obtenir des tensions de régulation considérables.

II. On peut aussi obtenir une amplification de la régulation en prévoyant un détecteur spécial, précédé par un étage supplémentaire d'amplification à haute ou à moyenne fréquence. On revient ainsi à un schéma dans lequel le diode détecteur est précédé par un étage qui ne fait pas partie de la ligne normale d'amplification.

Ce procédé n'a guère reçu la consécration de la pratique. Il a l'inconvénient d'être compliqué, coûteux et diminue notablement la stabilité du récepteur ; des précautions particulières doivent être prises pour éviter les oscillations spontanées.

III. Enfin, on peut utiliser, pour obtenir la régulation, la tension fournie par une détection utilisant la courbure de plaque. Une telle détection peut, en effet, être considérée comme l'équivalent d'un étage HF ou MF suivi d'un diode détecteur. Ce procédé rejoint donc le précédent, sans, toutefois, présenter les mêmes inconvénients.

Nous en donnons un exemple figure 5.

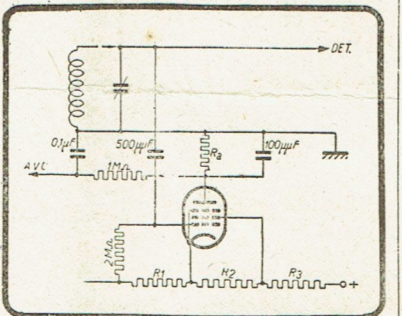


Fig. 5

La détection normale est obtenue par les procédés habituels. La tension à haute fréquence développée entre les bornes du dernier circuit oscillant est transmise à la lampe détectrice régulatrice par l'intermédiaire de la capacité de 500 micromicrofarads.

La tension de grille, déterminée par la chute de tension dans R, est telle que le point de fonctionnement au repos correspond exactement à la naissance du courant anodique. Cette tension de grille est fixée à un point présentant une tension négative importante par rapport au châssis : 80 volts, par exemple.

La plaque de la lampe comporte

une simple résistance Ra reliée à la masse du châssis.

La tension anodique est, par conséquent, égale à la tension que présente l'extrémité — de R, par rapport au châssis. C'est donc 80 volts dans le cas choisi.

Les tensions sont réglées pour que l'appareil soit au maximum de sensibilité en l'absence de signaux.

Dès qu'une tension à haute fréquence est appliquée à la grille de la lampe, il se produit un courant anodique.

Celui-ci crée une chute de tension aux bornes de Ra, utilisée comme tension de régulation.

L'amplification de la régulation obtenue par ce procédé est du même ordre de grandeur que par le procédé décrit sous le paragraphe I.

Régulation différée ou retardée

Supposons que nous réalisons un des régulateurs décrits, dont l'action est importante ; soit un régulateur agissant sur plusieurs lampes, soit encore un système de régulation amplifiée.

Il est évident que la moindre onde porteuse présente à l'entrée va provoquer une réduction de sensibilité. La tension soumise à la détection sera plus réduite et, conséquence inéluctable, la tension transmise à la lampe finale. Dans ces conditions, il est possible que la lampe finale ne puisse fournir sa puissance normale que pour des stations exceptionnellement fortes. C'est pour éviter cet inconvénient, d'autant plus grand que la régulation est meilleure, qu'on a été amené à créer la régulation différée.

Avec ce dispositif, la régulation n'entre en action qu'à partir du moment où la lampe finale reçoit une tension suffisante pour que la puissance de sortie soit convenable.

On comprendra immédiatement l'intérêt du système en jetant un coup d'œil sur la figure 6.

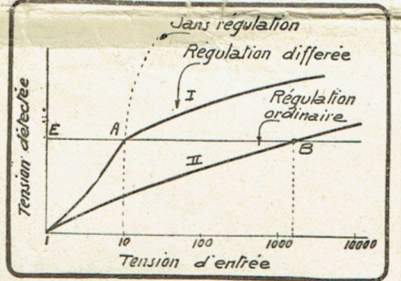


Fig. 6

Pour que la lampe finale puisse fournir sa puissance normale d'utilisation, il est nécessaire que la tension soumise au détecteur soit au moins de E.

Jusqu'au point A (courbe I), la régulation n'agit pas. Si le régulateur n'entrait pas en jeu, la courbe continuerait suivant le trajet pointillé.

Mais, au point A, le régulateur entre en action. La courbe présente un coude et se poursuit en approchant de l'horizontale.

La courbe II correspond au même type de régulateur, mais non différé. La tension minimum E n'est atteinte qu'au point B, qui correspond approximativement à une tension d'entrée trois cents fois plus élevée que le point A.

Ces chiffres font comprendre que l'effet de « retard » est à peu près indispensable avec un régulateur efficace. Mais comment obtenir cet effet ?

I. — Avec un diode.

C'est en général assez simple. On utilise une anode de redressement différente de l'anode normalement utilisée par la détection. Le montage est tel que la plaque du diode de régulation est négative par rapport à la cathode. Pour qu'un courant se produise, il faudra donc que la tension à haute fréquence vienne au moins contrebalancer cette tension continue. Il sera plus facile de saisir le principe en se reportant à notre figure 7.

La détection normale est obtenue, comme dans les conditions habituelles, par le diode constitué par la cathode et la plaque 1.

La tension à haute fréquence est transmise au second diode, comprenant la cathode et la plaque 2, à travers le condensateur C1. Mais il est aisé de voir qu'entre la cathode et la plaque 2 est appliquée la tension existant aux bornes de R. Le courant à travers un diode comme le tube AB se produit dès qu'une tension de -1,3 volt est appliquée entre cathode et plaque. Si la tension aux bornes de R est de 3,3 volts, il faudra donc qu'un signal correspondant au moins

à $3,3 - 1,3 = 2$ volts soit transmis à la plaque 2 pour que la régulation commence à agir.

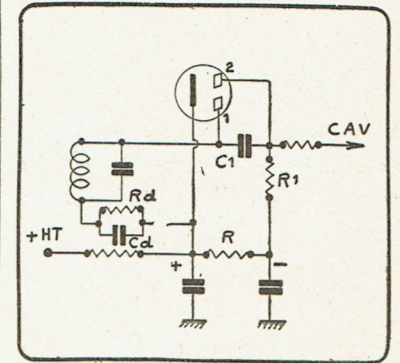


Fig. 7

Au lieu d'utiliser un dispositif potentiométrique comme celui de la figure 6, on peut, plus économiquement, emprunter cette tension à la polarisation de la lampe BF, par exemple.

Ce dispositif est naturellement applicable à la régulation simple aussi bien qu'au système de régulation amplifiée par une lampe auxiliaire.

II. — Cas du montage figure 5.

L'effet de retard est obtenu immédiatement. Il suffit d'appliquer à la grille de la détectrice plaque une polarisation supérieure à celle qui est nécessaire pour amener la coupure du courant de plaque. Le régulateur ne commencera à entrer en action que lorsque la tension à haute fréquence sera supérieure à ce supplément de polarisation.

Il sera facile d'agir à volonté sur ce retard en modifiant, suivant les besoins, la résistance R1. Il y aura tout avantage à rendre celle-ci variable. En agissant sur elle on obtiendra, en effet :

- 1° Réglage de sensibilité du récepteur jusqu'à la sensibilité maximum ;
- 2° Au-delà de ce point, régulation différée à volonté.

Conclusions pratiques

Pour conclure cette étude, il faudra indiquer à nos lecteurs comment il faut logiquement appliquer les indications que nous venons de donner aux différents cas pratiques qui peuvent se présenter.

1° Récepteurs très simples utilisant une lampe automodulatrice (penthode HF).

La régulation n'est évidemment applicable qu'à l'étage MF. Utiliser, dans ce cas, la régulation non différée par diode. On emploiera, par exemple, une binode, dont l'élément diode assurera simultanément les fonctions de détection et de régulation.

2° Récepteurs simples, utilisant une octode et une sélectode.

La régulation ordinaire peut être envisagée, mais la régulation différée est intéressante. On utilisera une double diode (AB1, ou CB1), dont un élément servira pour la détection, l'autre pour la régulation différée.

3° Récepteurs très sensibles possédant un étage HF (sélectode), une octode et un étage MF (sélectode).

La régulation différée doit être envisagée. Il est intéressant, dans ce cas, de diviser sur un potentiomètre la tension de régulation. On appliquera la totalité sur la lampe d'entrée, une tension plus faible sur l'octode et une tension un peu plus faible encore sur la lampe MF.

On peut aussi obtenir le même résultat en réglant les différents étages avec des tensions d'écran différentes pour donner aux tubes des reculs de grille différents, de telle sorte qu'une même polarisation corresponde à un changement différent de la pente.

4° Récepteur de luxe.

La régulation amplifiée par triode (E424N) ou la régulation par amplification régulatrice (E446) peut être envisagée. Il faut disposer dans les deux cas d'une tension négative importante par rapport au châssis. On peut se servir d'une fraction de la tension nécessaire pour l'excitation du haut-parleur.

Dans tous les cas, il faut prendre garde que, dans le cas de la E446, la tension maximum existant entre cathode et filament ne doit pas dépasser 40 volts. Dans ce cas, la détection plaque est obtenue dans de mauvaises conditions. Pour éviter cela, on peut utiliser un enroulement de chauffage séparé pour la régulatrice. L'inconvénient est peu important, puisqu'il s'agit d'un récepteur de luxe dans lequel le prix de revient est une question secondaire.

DERNIÈRES INFORMATIONS TECHNIQUES

CONSEILS PRATIQUES A L'USAGE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

N° 9

10 MARS 1935

Les filtres de bande : Principes de calcul et résultats pratiques

(SUITE ET FIN)

On démontre que si f_1 et f_2 sont les fréquences des deux maxima du courant et de la tension secondaire dans le cas d'un couplage serré, ces deux fréquences sont liées à la fréquence de résonance f_0 par les relations :

$$(3) \quad f_1 = \frac{f_0}{1+k}$$

$$f_2 = \frac{f_0}{1-k}$$

Si l'on désire faire entrer en jeu les longueurs d'onde correspondant à f_1 et f_2 , on a :

$$(4) \quad \lambda_1 = \lambda_0 \sqrt{1+K}$$

$$\lambda_2 = \lambda_0 \sqrt{1-K}$$

égaux de la figure 3. Ces circuits, qui sont supposés présenter tous deux un coefficient de surtension de 100, résonnent séparément sur 1.000 kc/s et leur coefficient de couplage critique k_0 est de $\frac{1}{\sqrt{10.000}}$ c'est-à-dire 0,01.

La courbe D du groupe II de la figure 2 montre que, pour un couplage légèrement plus fort que le couplage critique k_0 , il se produit dans le secondaire un net effet de filtre de bande. La courbe D a, en effet, une forme voisine de la courbe caractéristique idéale du véritable filtre de bande (figure 4). C'est pourquoi on a pris l'habitude, d'ailleurs critiquable, de donner à des disposi-

Avec une erreur de l'ordre de k , on peut écrire :

$$(5) \quad \frac{f_2-f_1}{f_0} = k$$

Comme, dans la pratique, k est de l'ordre de 1 ou 2 centièmes, l'erreur commise en faisant usage de la relation (5) est faible et admissible.

On estime la qualité d'un « filtre de bande » du type de la figure en recherchant si le courant secondaire est le même pour la fréquence de résonance et les deux fréquences extrêmes f_1 et f_2 .

Pour que ces trois valeurs du courant secondaire soient pratiquement égales, c'est-à-dire pour que le couplage constitué par deux circuits oscillants identiques ($L = L', C = C'$ et $R = R'$) produise un effet de filtre de bande satisfaisant, on montre qu'il faut que le produit du coefficient de surtension de la bobine par le coefficient de couplage k soit égal à $\frac{3}{2}$.

On a ainsi :

$$(6) \quad Sk = \frac{3}{2}$$

Pour obtenir le même effet de filtre de bande avec deux bons circuits oscillants (S grand) et deux mauvais circuits oscillants (S petit) il faut, dans le premier cas, réaliser un couplage k plus petit que le second.

Si E est la tension alternative appliquée au primaire et E' la tension qui apparaît aux bornes du secondaire, on a, lorsque la condition

$$Sk = \frac{3}{2} \text{ est remplie :}$$

$$\frac{E'}{E} = \frac{S}{2}$$

Si le primaire était seul, E' étant alors la tension aux bornes de la bobine de self L ou du condensateur C, on aurait :

$$\frac{E'}{E} = S$$

ainsi qu'il résulte de la définition classique du coefficient de surtension dans un circuit série.

Le fait de coupler au primaire considéré un secondaire identique, le coefficient de couplage vérifiant la relation (6), diminue le coefficient de surtension effectif de moitié. Cette perte de tension aux bornes du secondaire peut être considérée comme le revers de la médaille, la conséquence inéluctable de l'amélioration de la courbe de résonance effective du circuit couplé, le prix payé en sensibilité pour obtenir la sélectivité. Dans les récepteurs modernes cette perte est compensée dans une très grande mesure par les amplifications considérables fournies par les lampes pentodes modernes des types AF2 et CF2.

Quelques remarques sont ici utiles.

I. — Les raisonnements auxquels nous venons de nous livrer sont valables non seulement pour des dispositifs à couplage électromagnétique avec primaire et secondaire accordés sur la même onde, mais encore pour des dispositifs à couplage électromagnétique mixte, et couplage électrostatique. Le point capital est que primaires et secondaires se trouvent accordés rigoureusement sur la même onde. Cet accord identique rigoureux peut d'ailleurs s'obtenir pour des valeurs différentes de L et de L', de C et de C'. L'essentiel est que l'on ait $LC = L'C'$.

II. — La largeur f_2-f_1 de la bande passante dépend de la fréquence médiane (fréquence de l'oscillation porteuse dans le cas de la radiophonie) f_0 , ainsi que le montre la relation (5) de tout à l'heure. Lorsque f_0 varie, f_2-f_1 varie. C'est ce qui se pré-

sente lorsque l'on désire réaliser un effet de filtre de bande dans un système d'accord, ou dans un transformateur haute fréquence : il est alors nécessaire, pour que f_2-f_1 reste fixe (généralement à 9 ou 10 kc/s), que k varie. Cette variation de k s'obtient, soit en faisant varier à la main le couplage électromagnétique des deux selfs, soit en réalisant un couplage mixte électromagnétique et électrostatique (1). Cette dernière solution assure automatiquement la constance de la largeur de la bande passante pour toutes les fréquences f_0 sur lesquelles on désire pouvoir s'accorder.

S'il est assez facile de maintenir constante dans des limites acceptables la largeur de la bande passante,

III. — Dans ce qui précède, nous avons supposé les deux circuits couplés accordés rigoureusement sur la même fréquence. Si un désaccord prend naissance entre ces deux circuits, on n'observe plus les courbes de résonance parfaitement symétriques de la figure 2. La fréquence de couplage la plus basse est d'amplitude plus forte que la fréquence de couplage la plus haute. En particulier, aux alentours du couplage critique, l'effet de filtre de bande, tel que le représente la courbe D du groupe II de la figure 2, est complètement détruit.

Un désaccord de 1 % suffit à provoquer d'importantes déformations des courbes de résonance. Ces déformations s'opposent au fonctionne-

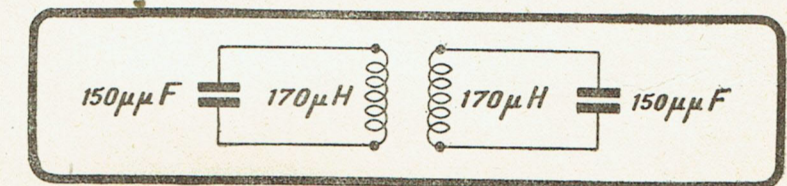


Fig. 3

Couplage de deux circuits oscillants identiques. Les courbes de résonance de ce couplage sont celles de la figure 2. Le coefficient de surtension de chaque circuit est supposé égal à 100. La longueur d'onde d'accord est de 300 mètres.

il est impossible de satisfaire, pour toutes les valeurs de f_0 , d'une zone assez large, la relation (6) qui est la condition pour que l'effet de bande soit satisfaisant.

En effet S est proportionnel à chaque fréquence de résonance. Puisque

$$S = \frac{2\pi f_0 L}{R}$$

On est conduit, d'autre part, pour assurer la constance de la largeur de la bande passante, à faire varier k de manière inversement proportionnelle au carré de f_0 , ainsi que nous venons de le voir dans la note (1). Le produit Sk varie donc de ma-

ment normal du dispositif dans la plus grande partie des applications auxquelles on le destine.

CONCLUSION

Aux points de vue respect de la bande de modulation et élimination des fréquences extérieures à cette bande, la courbe D du groupe II constitue le meilleur type de courbe de résonance, pratiquement réalisable. Malgré tout, si la bande de modulation est respectée, l'élimination des fréquences brouilleuses n'est pas

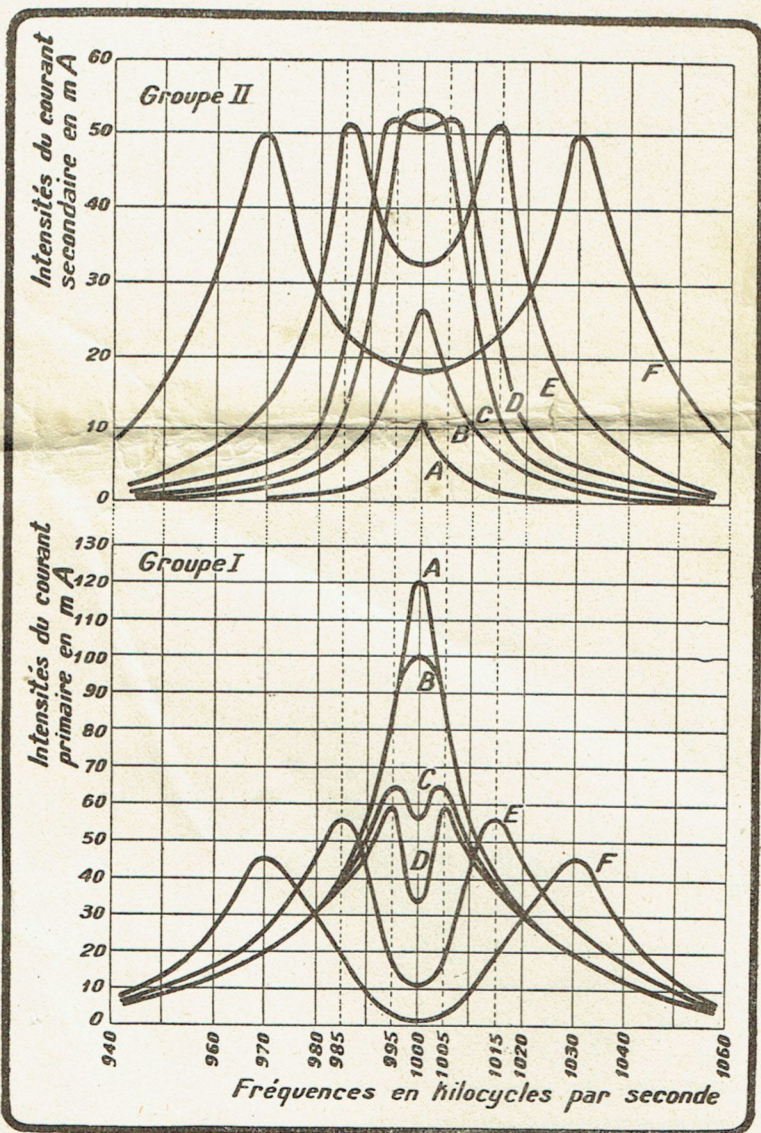


Fig. 2

Les courbes du groupe I donnent les variations du courant primaire, les courbes du groupe II celles du courant secondaire, courant provoqué par l'application dans le primaire du dispositif de la figure 3 d'une différence de potentiel alternative de fréquence variant entre 940 et 1.060 kilocycles et de valeur 1 volt.

Dans chaque groupe, la courbe A correspond à un coefficient de couplage $k = 0,001$, la courbe B à $k = 0,003$, la courbe C à $k = 0,01$ (coefficient de couplage critique k_0 pour les circuits considérés), la courbe D à $k = 0,015$, la courbe E à $k = 0,03$ et la courbe F à $k = 0,06$.

Ayant obtenu f_1 et f_2 par les relations (3) précédentes, des relations assez complexes que nous ne voulons pas introduire dans ces considérations élémentaires donnent toutes les précisions voulues sur la valeur des intensités primaire et secondaire et de la tension secondaire à ces fréquences, ainsi que sur la valeur des minima à la fréquence de résonance.

Tous les phénomènes que l'on observe lorsque l'on fait varier le couplage de deux circuits oscillants accordés sur la même fréquence, sont concrétisés et résumés par les courbes de la figure 2 qui donnent les courbes de résonance du courant primaire et du courant secondaire du couplage des deux circuits oscillants

tifs analogues à celui de la figure dans lesquels k est réglé légèrement au-dessus de k_0 , le nom de filtres de bande.

Pour un tel « filtre de bande » il est intéressant d'établir la relation qui donne la largeur de la bande passante f_2-f_1 qui correspond figure 2 à la bande 1.005 — 995 = 10 kc/s. Les relations (3) précédentes donnent immédiatement :

$$f_2-f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} - \frac{f_0}{\sqrt{1+k}}$$

c'est-à-dire :

$$f_2-f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} - \frac{f_0}{\sqrt{1-k}}$$

puisque $(1+k)(1-k) = 1-k^2$.

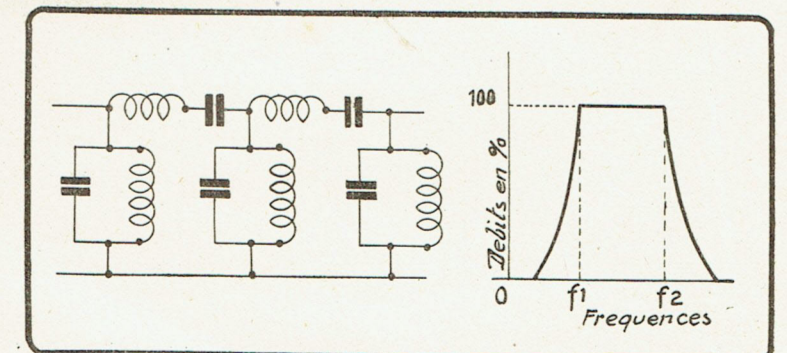


Fig. 4

A gauche, schéma classique du véritable filtre passe-bande, dit, par contraction, filtre de bande. A droite, courbe de transmission du filtre passe-bande. Comparer cette courbe à la courbe D du groupe II de la figure 2.

nière inversement proportionnelle à f_0 et ne peut rester fixe comme l'exige la condition (6). Suivant l'importance des variations de f_0 , cette impossibilité se fait sentir de manière plus ou moins gênante.

(1) Dans un couplage électromagnétique de deux circuits oscillants dont on fait varier en même temps la fréquence de résonance par variation de capacité, k reste fixe. Donc, si f_0 augmente, la largeur f_2-f_1 de la bande passante augmente dans les mêmes proportions.

Dans un couplage électrostatique, le coefficient de couplage k est inversement proportionnel au carré de f_0 , ainsi que le montre une relation classique. La largeur de la bande passante est donc inversement proportionnelle à la fréquence f_0 . En dosant convenablement le degré de couplage électromagnétique, on obtient une bande passante de largeur pratiquement constante pour toutes les fréquences d'accord.

totale et si cette élimination est totale, la bande de modulation subit d'encore assez graves atteintes. On retrouve, atténué il est vrai, le cercle vicieux que l'on rencontre dans le cas d'un simple circuit oscillant (cadre, couplage direct, etc.).

Dans les postes modernes, la multiplicité des émetteurs radiophoniques a obligé à rechercher avant toute chose la sélectivité et l'on a été conduit à réaliser des circuits couplés à « effet de filtre de bande » dans lesquels la bande passante est plus petite que 10 kc/s (par exemple 8, 7 et même 6 kc/s) et qui éliminent les fréquences aiguës de la bande de modulation dans des proportions non négligeables. Cette sélectivité a donc été obtenue aux dépens de la fidélité de reproduction. Tout l'art du constructeur consiste donc à réaliser un compromis acceptable entre la sélectivité et la fidélité.

DERNIÈRES INFORMATIONS TECHNIQUES

CONSEILS PRATIQUES A L'USAGE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

N° 10

24 MARS 1935



CONSIDERATIONS GÉNÉRALES SUR LES DIFFÉRENTS SYSTÈMES D'ÉTAGE DE SORTIE

Dans nos pages « Dernières Informations Techniques », N° 3 et N° 6, nous avons traité de l'importante question de l'étage final. Nous avons donné la règle générale du couplage du haut-parleur (N° 3) et indiqué l'influence de l'impédance du circuit plaque sur la puissance modulée fournie par la lampe (N° 6). Nous allons aujourd'hui considérer les différents modes d'amplification BF de puissance pratiquement employés dans la technique de la radio-réception (classe A et classe B) et indiquer, pour ces deux groupes de montages, en manière de résumé, les formules fondamentales donnant l'impédance optimum du circuit plaque, la puissance modulée, le rendement, le rapport de transformation du transformateur de liaison du haut-parleur. Ces formules sont données sous leur forme simplifiée, obtenue en admettant :

1° Que les caractéristiques des lampes sont des droites dans leurs parties utilisées;

2° Que le courant grille ne prend naissance que lorsque la grille est positive;

3° Que la résistance interne des pentodes est infiniment grande;

4° Que l'impédance du circuit de sortie est indépendante de la fréquence, autrement dit qu'il s'agit d'une résistance purement ohmique.

Nous distinguerons le cas de la triode et celui de la pentode.

Etage simple classe « A » à triode

L'impédance optimum R_a du circuit d'anode d'une triode montée en amplificatrice de sortie classe A est égale au double de la résistance interne R_i de la triode.

$$R_a = 2 R_i$$

Le point de fonctionnement pour la tension-plaque normale V_{a0} est choisi de telle façon que le courant plaque au repos I_{a0} soit égal au quart du courant plaque obtenu pour 0 volt grille. La puissance $V_{a0} I_{a0}$ du courant continu circulant dans la plaque ne doit pas dépasser la dissipation plaque.

L'amplitude de l'oscillation plaque est I_{a0} , celle de la tension d'anode (tension aux bornes de R_a) est $\frac{1}{2} V_{a0}$.

La puissance modulée est :

$$W_o = \frac{1}{4} I_{a0} V_{a0}$$

Le rendement r est donc :

$$r = 25\%$$

Le rapport de transformation du transformateur de sortie est :

$$N = \frac{\text{secondaire}}{\text{primaire}} = \sqrt{\frac{Z}{R_a}}$$

Z étant l'impédance du haut-parleur, considéré comme une résistance purement ohmique.

II

Etage simple classe « A » à pentode

L'impédance optimum du circuit d'anode est égale au rapport de la tension plaque par le courant plaque :

$$R_a = \frac{V_{a0}}{I_{a0}}$$

Le point de fonctionnement doit être choisi au milieu de la caractéristique courant plaque-tension grille.

La puissance modulée est :

$$W_o = \frac{1}{2} I_{a0} V_{a0}$$

et le rendement théorique est :

$$r = 50\%$$

Le rapport de transformation du transformateur de sortie est :

$$N = \sqrt{\frac{Z}{R_a}} = \sqrt{\frac{Z I_{a0}}{V_{a0}}}$$

Z étant l'impédance du haut-parleur considérée comme une résistance purement ohmique.

III

Etage classe « A » constitué par deux lampes en parallèle

Les deux lampes (triode ou pentode) en parallèle peuvent être assimilées à une seule lampe de résistance interne moitié. L'impédance optimum est moitié de ce qu'elle serait dans le cas d'une seule lampe. Le courant anodique est double, ainsi que la puissance modulée. La puissance anodique étant également doublée, les rendements ne changent pas. Les rapports de transformation doivent être multipliés par $\sqrt{2}$.

IV

Etage push-pull classe A.

Chacune des lampes d'un étage push-pull classe A fonctionne dans les conditions d'un étage simple (triode ou pentode). La puissance modulée est le double de celle que

fournit une seule lampe, mais l'avantage sur la disposition en parallèle est que le transformateur de sortie n'est pas saturé, les deux composantes continues s'annulant dans le primaire.

L'impédance optimum de la totalité du primaire du transformateur de liaison est :

$$R_a = 4 R_i$$

dans le cas des triodes, et

$$R_a = 2 \frac{V_{a0}}{I_{a0}}$$

dans le cas des pentodes.

Le rendement est toujours 25 % pour les triodes, 50 % pour les pentodes, puissance modulée et puissance plaque étant chacune multipliées par deux.

Les rapports de transformation des transformateurs de sortie sont :

$$N = \sqrt{\frac{Z}{4 R_i}}$$

pour un étage push-pull classe A triodes, et

$$N = \sqrt{\frac{Z I_{a0}}{2 V_{a0}}}$$

pour un étage push-pull classe A pentodes.

V

Etage push-pull à deux triodes classe « B » sans courant grille

Le point de fonctionnement pour une tension plaque de V_{a0} est choisi pour $I_{a0} = 0$. Chaque lampe ne fonctionne que pendant une alternance; une des lampes traite un groupe d'alternances, l'autre traite l'autre groupe.

L'impédance optimum de chaque circuit d'anode est égale à la résistance interne de la triode. L'impédance optimum totale du primaire du transformateur de liaison est :

$$R_a = 2 R_i$$

L'amplitude du courant anodique I_a est égale à la moitié du courant plaque I pour 0 volt grille; on a donc :

$$I_a = \frac{I}{2} = \frac{1}{2} \frac{V_{a0}}{R_i}$$

La valeur moyenne du courant anodique est :

$$I_m = \frac{2}{\pi} I_a = \frac{I}{\pi}$$

La puissance modulée est :

$$W_o = \frac{1}{2} I_a^2 R_a = \frac{1}{8} V_{a0} I$$

La puissance plaque est :

$$W_a = V_{a0} I_m = \frac{V_{a0} I}{\pi}$$

Le rendement est alors :

$$r = \frac{W_o}{W_a} = \frac{\pi}{8} = 39,3\%$$

Le rapport de transformation du transformateur de sortie est :

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{4 V_{a0}}{I_a \max. R_i}}$$

VI

Etage push-pull à deux pentodes classe « B » sans courant grille

Le point de fonctionnement est choisi pour $I_{a0} = 0$, c'est-à-dire au point de rencontre de la caractéristique avec l'axe des tensions grille. Ce sont les conditions rencontrées pour les triodes. Mais ici l'amplitude du courant anodique I_a est égale à la valeur I de ce courant pour 0 volt grille, et cela quelle que soit la valeur de l'impédance R_a du circuit d'anode. La valeur de cette impédance est limitée par la condition que l'amplitude de la tension à ses bornes ne doit pas dépasser V_{a0} , tension plaque. L'anode ne doit pas, en effet, devenir négative. Si l'on adopte pour R_a , impédance totale du circuit plaque, sa valeur maximum, on a donc :

$$R_a = 2 \frac{V_{a0}}{I}$$

La valeur moyenne du courant anodique est :

$$I_m = \frac{2}{\pi} I$$

La puissance modulée est :

$$W_o = \frac{1}{2} I V_{a0}$$

La puissance plaque est :

$$W_a = V_{a0} I_m = \frac{2 V_{a0}}{\pi} I$$

Le rendement est :

$$r = \frac{W_o}{W_a} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%$$

Le rapport de transformation du transformateur de sortie est :

$$N = \frac{\text{secondaire}}{\text{totalité primaire}} = \sqrt{\frac{Z I}{4 V_{a0}}}$$

VII

Etage push-pull à deux triodes classe « B » avec courant grille

Le courant grille est admissible si la lampe attaquant

l'étage est capable de fournir la puissance absorbée par le circuit des grilles.

L'amplitude d'attaque de la grille n'est pas limitée à V_{g0} , valeur annulant le courant plaque. Mais l'existence d'un courant grille pendant une partie seulement (partie rendant la grille positive) de l'alternance est une cause de déformation. Aussi n'applique-t-on aucune polarisation négative aux grilles des lampes de l'étage classe B avec courant grille : le courant grille existe ainsi pendant l'alternance entière. L'absence de polarisation grille simplifie les montages en question. Mais il est nécessaire d'utiliser des triodes à coefficient d'amplification K élevé, pour que, à 0 volt grille, le courant d'anode soit suffisamment petit. De telles lampes à fort K et à pente normale ont une résistance interne R_i très grande.

Les courbes caractéristiques courant plaque-tension plaque de triodes de ce genre ressemblent beaucoup à celles des pentodes. Le courant d'anode ne doit pas dépasser la valeur I à partir de laquelle il ne croît plus proportionnellement à la tension grille. Si l'on adopte cette valeur I comme amplitude maximum du courant d'anode, on obtient la puissance modulée maximum en permettant à la tension anodique de prendre son amplitude maximum qui est V_{a0} . On a donc pour chaque lampe :

$$r_a = \frac{V_{a0}}{I}$$

Donc :

$$r_a = 2 \frac{V_{a0}}{I}$$

Les conditions sont ici à peu près identiques à celles du paragraphe précédent. Donc :

$$W_o = \frac{1}{2} I V_{a0}$$

$$r = 78,5\%$$

$$N = \sqrt{\frac{Z}{2 R_a}}$$

VIII

Etage Push-pull à deux pentodes classe « B » avec courant grille

Cette disposition n'offre aucun avantage sur le système à deux triodes, pour lequel le rendement théorique maximum est déjà atteint.