



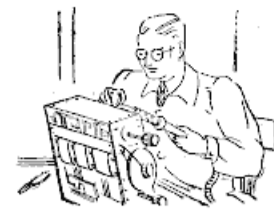
"MINIWATT AMATEURS 1935"

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 amplificateur modulateur 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

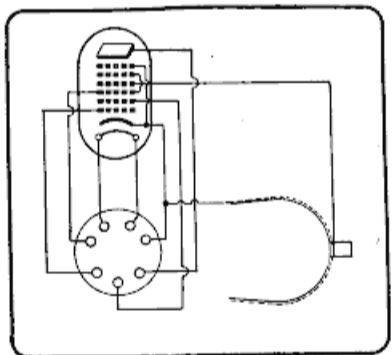


Fig. 1

leur dispositif oscillateur connu ; la penthode est la plus efficace des amplificateurs. 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'usager 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

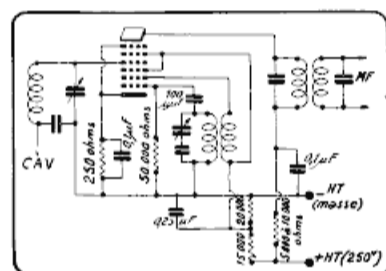


Fig. 2

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 équipe 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.

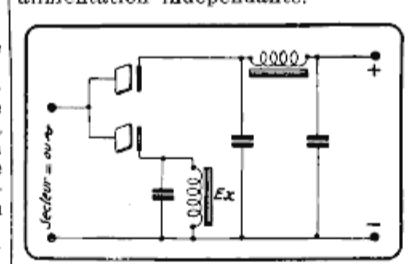


Fig. 1

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

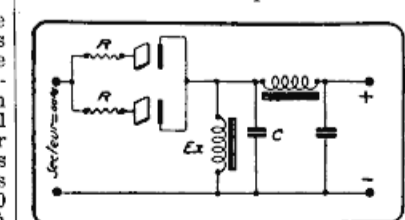


Fig. 2

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.

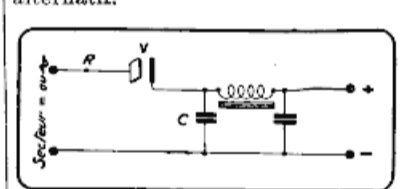


Fig. 3

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 d'« excursions » 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 3 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

$$\frac{1,6}{0,008} = 200 \mu V.$$

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 (1) 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

E μV 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 étaloné 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)

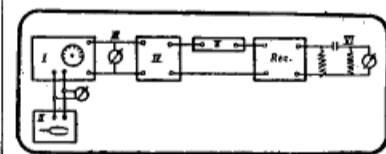


Fig. 1

Disposition de l'appareillage nécessaire à la mesure de la sensibilité d'un récepteur de T.S.F. : I. Oscillateur entretenue 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 (I). 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 a une hauteur effective de quelques centimètres.

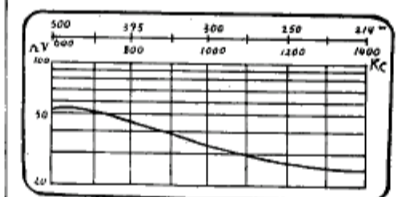


Fig. 2

Type de courbe de sensibilité d'un récepteur dans la gamme des 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 de 40 mA pour une tension plaque de 200 volts et une tension d'écran de 75 volts. L'impédance optimum à insérer dans le circuit plaque sera

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

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

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 inductance 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.

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

Dans le cas d'un CL2 sur secteur

Amplificateur basse fréquence à résistance

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 A_1 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

$$A_1 = \frac{kZ}{\rho + Z}$$

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 .

A_1 augmente avec k et le rapport Z/ρ . A_1 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 C_e 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 C_e est faible mieux sont transmises les fréquences acoustiques élevées (supérieures à 2.000 périodes par seconde).

La capacité C_e 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 $(1 + A_2)$, A_2 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 prédétectrice, 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

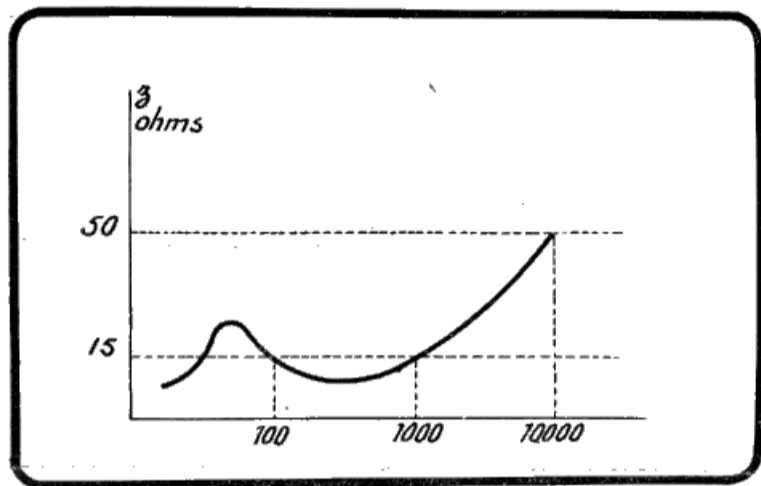


Fig. 1

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 R_i de la lampe car nous supposons avoir affaire à une penthode pour laquelle R_i 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

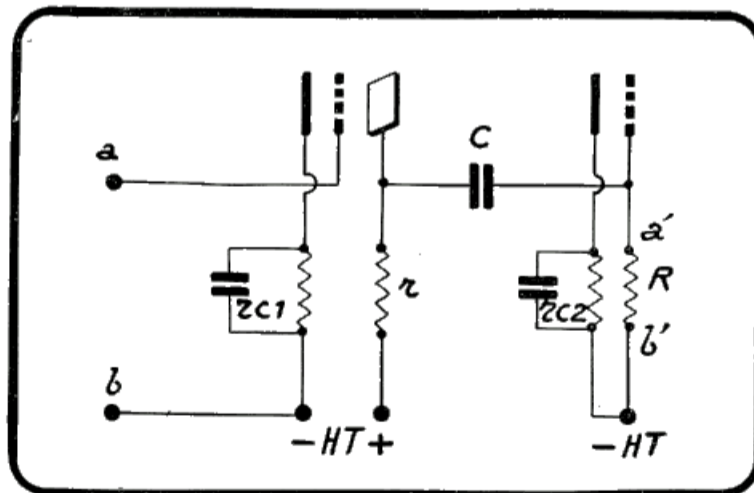


Fig. 1

De toutes les capacités constituant C_e , c'est la troisième qui influe le plus énergiquement. On voit l'intérêt qu'il y a à utiliser comme 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-

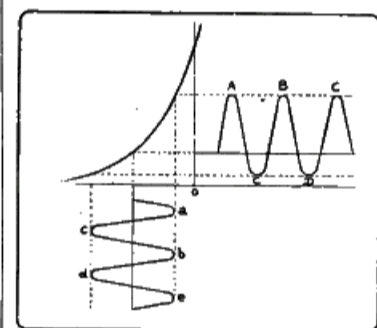


Fig. 1

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.

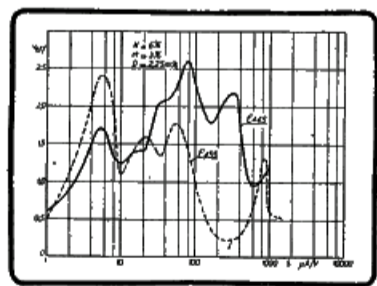


Fig. 2

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

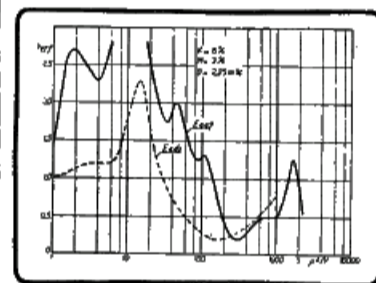


Fig. 3

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

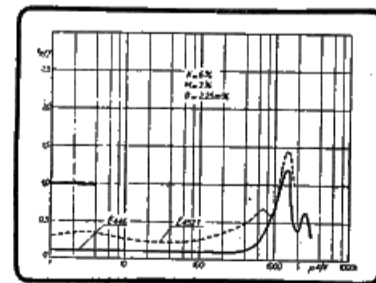


Fig. 4

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 le 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.

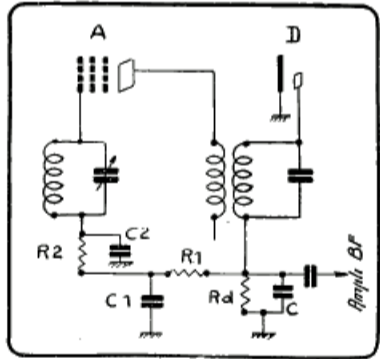


Fig. 1

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 R₂ est de l'ordre de 0,25 volt. Mais dès que des tensions sont redressées, on trouve aux bornes de R₂ 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 R_d. 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.

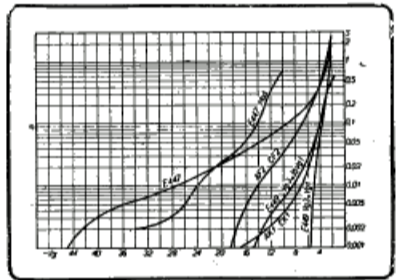


Fig. 2

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.

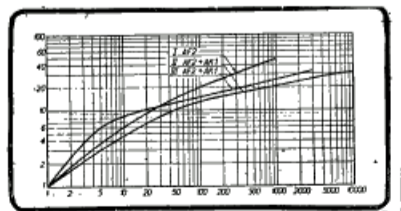


Fig. 3

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 R_d 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

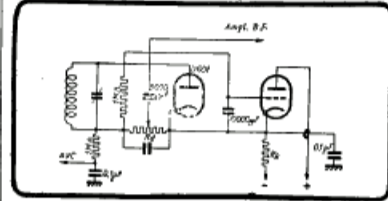


Fig. 4

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 millampères ; 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 R_d. 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 R_d ;

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 toutes 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.

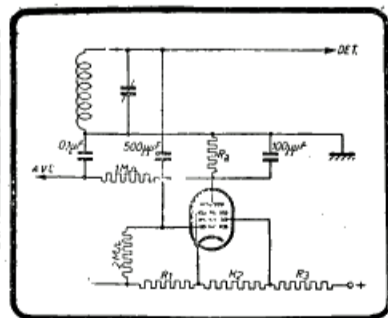


Fig. 5

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_d, 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 R_a reliée à la masse du châssis.

La tension anodique est, par conséquent, égale à la tension que présente l'extrémité — de R_d 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 R_a, 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.

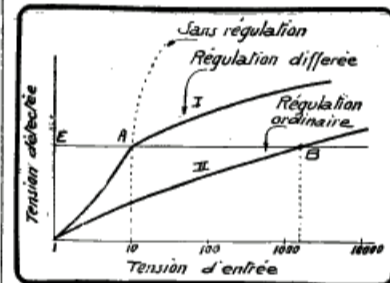


Fig. 6

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'entrerait 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 différée. 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.

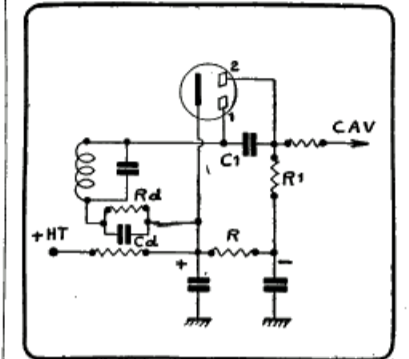


Fig. 7

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 (pentode 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° 6

27 JANVIER 1935



DISTORSION ET PUISSANCE UTILE DES LAMPES DE SORTIE

La comparaison des différentes lampes de sortie est fondée sur la connaissance des puissances utiles ou puissances modulées fournies pour des valeurs données de distorsion.

Cette connaissance s'obtient soit par la méthode graphique, soit par des mesures.

La méthode graphique est particulièrement simple dans le cas d'une triode, mais ne donne qu'une très médiocre exactitude dans le cas d'une penthode.

Nous allons d'abord exposer la méthode graphique dans le cas d'une triode.

Cas de la triode

On prend comme point de départ les courbes courant anodique - tension anodique de la triode - courbes

dans la relation précédente, on trouve :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{9}{11}$$

Tant que le rapport $\frac{I_1}{I_2}$ est compris

entre 1 et $\frac{9}{11}$, la distorsion est acceptable. Lorsque la valeur du rapport $\frac{I_1}{I_2}$ descend au-dessous de $\frac{9}{11}$, la distorsion est trop importante, les conditions d'utilisation de la lampe sont mauvaises, il faut modifier soit la polarisation, soit la résistance de charge, soit ces deux quantités en même temps.

La figure 2 donne les variations de

diques (valeurs instantanées) maximum et minimum, v_{max} et v_{min} les tensions anodiques (valeurs instantanées) maximum et minimum, R la résistance de charge.

Cas de la penthode

Dans le cas de la penthode on trouve sur une expression de la distorsion en fonction du rapport $\frac{I_1}{I_2}$ de la forme

$$(2) \quad d = \frac{1}{2} \frac{1 - \frac{I_1}{I_2}}{1 + 2 \frac{I_1}{I_2}}$$

Mais (2) est très différente de (1) dans sa genèse et dans son interprétation.

Dans le cas de la triode la distorsion est relative à la proportion d'harmonique 2. Dans le cas de la penthode la distorsion est relative à la proportion d'harmonique 3. C'est,

ce qui sera le plus souvent le cas, malheureusement, la distorsion est supérieure à 5 %. On corrige ce défaut en prenant une admission grille moindre ; on trace une nouvelle droite de charge, de façon toujours que le second harmonique soit rigoureusement nul et on détermine à nouveau la valeur exacte du rapport $\frac{I_1}{I_2}$.

C'est ainsi que l'on parvient par tâtonnements à placer une droite de charge donnant le rapport $\frac{I_1}{I_2}$ désiré.

Tout ce travail est long et l'exactitude du procédé assez médiocre en fait.

En outre pratiquement, la résistance de charge dépend de la fréquence (la résistance n'est pas purement ohmique), il faut donc déterminer la distorsion pour une série de résistances de charge. Or pour ces autres résistances de charge le deuxième harmonique n'est plus nul... La méthode n'a guère de valeur pratique.

On pourrait ici déterminer la puissance utile par approximation en partant des équations signalées signalées pour la triode.

Détermination expérimentale

La méthode la plus exacte pour déterminer la distorsion et la puissance utile est la méthode expérimentale qui présente, en outre, l'énorme avantage d'être considérablement plus rapide que la méthode graphique, où le relevé des caractéristiques prend un temps infini.

Voici le principe d'une méthode de mesure due à Ballantine et Cobb.

On applique sur la grille de la lampe à étudier une tension alternative purement sinusoïdale. L'anode de la lampe est alimentée à travers une bobine présentant un coefficient de self induction élevé et la résistance de charge est alimentée en parallèle à travers un condensateur

puissance, comme la MC1/56, la tension anodique est le plus souvent élevée et la inférieure à $\frac{V_a}{4}$. Le rendement peut dépasser 25 %.

2° - Penthodes.

Les courbes tension anodique-courant anodique idéales pour une penthode sont des droites horizontales (infini) qui vont jusqu'à la ligne $V_a = 0$ (axe des ordonnées). La tension anodique ainsi que le courant anodique peuvent varier ici de 0 à la valeur double de la position de repos. Si l'on veut atteindre ces deux limites, il faut que la résistance de charge soit $\frac{V_a}{4}$; le rendement théorique maximum est de 50 %.

Si l'on mesure, pour un grand nombre de types de penthodes, le rendement, on trouve des valeurs de 30 à 35 % pour une distorsion de 5 % et de 44 à 48 % pour une distorsion de 10 %.

Il est possible, avec des penthodes qui normalement fonctionnent à une tension d'écran inférieure à la tension anodique, d'utiliser la lampe sous des tensions anodiques plus basses tout en conservant la même puissance dissipée, à la condition bien entendu que le filament et la grille-écran admettent le courant plus élevé.

On diminue alors la polarisation négative de grille et, si nécessaire, on augmente la tension d'écran de telle façon que l'admission grille reste suffisante (1). La résistance de charge la plus favorable change également et redevient environ $\frac{V_a}{4}$.

le rendement diminue ou reste le même.

C'est ainsi par exemple que la penthode E443H peut être utilisée de l'une des trois manières exposées dans le tableau.

Tension plaque V_a en volts	Tension écran en volts	Intensité plaque en mA	Résistance de charge optimum en ohms	Puissance utile W_o en watts $p^d = 5\%$	Puissance utile W_o en watts $p^d = 10\%$
400	200	22,5	18.000	3,1	4,4
300	250	30	10.000	3,0	4,3
250	250	36	7.000	2,8	3,1

de forte capacité. Deux filtres sont branchés sur une partie de la résistance de charge. L'un des filtres ne laisse passer que la fréquence fondamentale et l'autre seulement les harmoniques. Chacun des deux filtres est suivi d'un amplificateur et d'un élément thermo-électrique. Les seconds des deux éléments thermo-électriques sont couplés en opposition sur un instrument de mesure. L'amplificateur monté derrière le filtre laissant passer les harmoniques est réglable. On règle d'abord l'amplification de telle manière que la déviation de l'instrument de mesure soit nulle. La connaissance du degré d'amplification de l'amplificateur réglable donne la distorsion. Si, par exemple, l'amplification de l'amplificateur de fondamentale est 20 fois moins grande que celle de l'amplificateur à harmoniques, la distorsion est de 5 %. Les harmoniques plus élevées peuvent être en même temps mesurés et on obtient de la sorte des résultats très complets et très exacts.

Rendement

On appelle ainsi le rapport de la puissance utile (puissance modulée) à la puissance dissipée (puissance prise à la source haute tension par la lampe).

1° - Triodes.

La plupart des triodes sont utilisées pour un courant anodique d'environ

$$I_a = \frac{V_a}{4}$$

Dans le cas le plus favorable d'une caractéristique rectiligne et pour une tension anodique donnée V_a , on atteint, avec ce courant anodique, la puissance modulée maximum pour une résistance de charge $R_a = 2$. Si l'on tente, pour la même tension anodique, de rendre plus grande la puissance appliquée en prenant la plus grande l'admission grille et la puissance fournie diminuent ; il n'y a donc aucun intérêt à prendre la

plus grande que $\frac{V_a}{4}$. Le rendement théorique, que l'on peut espérer dans ce cas est de 25 %. Dans les triodes finales de grande

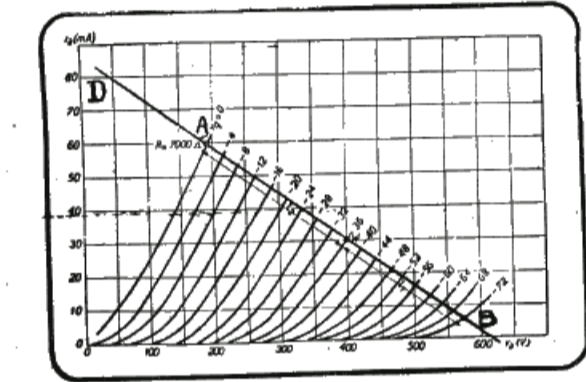


Fig. 1

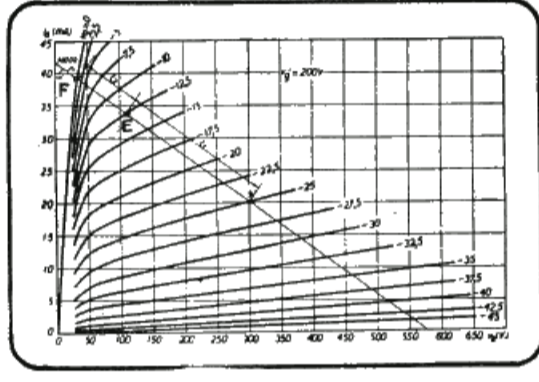


Fig. 3

que nous représentons figure 1. Ces courbes sont celles d'une E408N.

Soit W le point de fonctionnement moyen qui se trouve sur la courbe correspondant à la polarisation de grille et à l'intersection de cette courbe avec la verticale dont l'abscisse correspond à la tension plaque.

W est le point de fonctionnement moyen, c'est-à-dire le point représentatif de l'état électrique de la lampe lorsqu'aucune tension alternative (tension à amplifier) n'est appliquée à la grille.

Lorsqu'une tension alternative (variant de part et d'autre de la polarisation) est appliquée à la grille, le point de fonctionnement ne reste pas en W, il « saute » d'une courbe à l'autre en suivant une certaine droite que l'on appelle droite de charge et dont l'inclinaison dépend de la résistance insérée dans la plaque, résistance que l'on suppose purement ohmique en première approximation.

Dans le cas de la lampe dont les courbes courant anodique-tension anodique sont représentées figure 1, D représente la droite de charge pour une résistance de 7.000 ohms insérée dans la plaque.

Le point de fonctionnement se déplace le long de D entre la courbe $V_g = 0$ (1) (point A) et la courbe $V_g = -72$ (point B), la polarisation grille étant supposée être fixée à -36 volts.

Pour qu'il n'y ait pas de distorsion, autrement dit pour que la forme de l'oscillation appliquée sur la grille se retrouve rigoureusement dans l'oscillation disponible aux bornes de la résistance de charge (condition idéale de fidélité), il faut que l'on ait :

$$WB = WA.$$

Désignons WB et WA respectivement par I_1 et I_2 . On doit donc avoir :

$$I_1 = I_2.$$

Pratiquement, cette égalité ne se trouve jamais réalisée : une certaine distorsion existe toujours, et il est en général plus petit que I_2 .

On définit mathématiquement la distorsion par le rapport de l'amplitude de l'harmonique 2 à celle de l'oscillation fondamentale. On montre que la distorsion d est liée aux quantités I_1 et I_2 que nous venons de définir par la relation :

$$(1) \quad d = \frac{1}{2} \frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1}$$

d'où l'on tire $\frac{I_1}{I_2} = \frac{1 - 2d}{2d + 1}$

On admet pratiquement que l'inévitable distorsion est acceptable tant qu'elle ne dépasse pas 5 %, autrement dit 0,05. En faisant $d = 0,05$

(1) Il ne doit y avoir aucun courant grille, donc cette grille ne doit être à aucun moment positive.

la distorsion d en fonction du rapport $\frac{I_1}{I_2}$

Sur ce qui précède repose la méthode connue grâce à laquelle on peut déterminer la résistance de charge la plus favorable. On admet que la lampe travaille en amplificateur de la classe A, il en résulte que l'amplitude de la tension alternative appliquée sur la grille peut être au maximum égale à la polarisation négative de grille. Si l'amplitude est égale à v_{g0} , la tension grille varie entre 0 - 2 v_{g0} . On trace alors une droite passant par le point de fonctionnement moyen W et qui coupe les courbes $v_g = 0$ et $v_g = 2 v_{g0}$ en des points A et B tels que le rapport $\frac{WB}{WA}$ soit de $\frac{9}{11}$.

étant admis que l'on tolère la distorsion de 5 %. Ce tracé est très facile lorsque l'on dispose d'une règle à deux échelles partant toutes deux du milieu et telles que la longueur de l'échelle de droite est égale aux $\frac{9}{11}$ de la longueur de l'échelle de gauche. De l'inclinaison de la droite ainsi tracée on déduit la résistance de charge.

en effet, cet harmonique qui intervient principalement dans le fonctionnement de la penthode.

en effet, cet harmonique qui intervient principalement dans le fonctionnement de la penthode.

Dans la relation (2) $\frac{I_1}{I_2}$ n'est pas le rapport des distances WB et WA de tout à l'heure, mais le rapport des distances WE et EF, W étant le point de fonctionnement défini par la polarisation grille, E le point défini par une tension grille égale à la moitié de cette polarisation et F le point correspondant à 0 volt grille.

La figure 3, relative à la C443, concrétise ces définitions.

Pour que la distorsion d définie par la relation (2), soit de 5 % au plus, il faut que le rapport $\frac{I_1}{I_2}$ soit de $\frac{8}{11}$ au moins.

On aura soin de ne pas confondre cette fraction $\frac{8}{11}$ avec la fraction $\frac{9}{11}$ de tout à l'heure.

Cela posé, il n'est pas aussi facile que dans le cas de la triode de passer à la pratique, c'est-à-dire d'appliquer les propriétés ci-dessus établies à la détermination graphique de la distorsion.

L'amplitude maximum admissible sur la grille est, ici encore, égale à la polarisation grille v_{g0} : on fait travailler la lampe en classe A. On trace par le point W, défini comme tout à l'heure, une ligne divisée en deux parties égales par les courbes $v_g = 0$ et $v_g = -2 v_{g0}$ de sorte que l'harmonique 2 soit nul pour cette amplitude. La distorsion, due ici à l'harmonique 3, répétons-le, est déterminée par la valeur du rapport

des distances de $-v_{g0}$ à $-\frac{1}{2} v_{g0}$ et de $-\frac{1}{2} v_{g0}$ à 0.

Si ce rapport est de $\frac{8}{11}$, la résistance de charge définie par l'inclinaison de la droite de charge est la valeur la plus favorable ; si le rapport est plus grand que $\frac{8}{11}$ et se rap-

proche de 1, la distorsion est inférieure à 5 %. Mais on se trouve dans les conditions d'admission grille limites et on peut être conduit à désirer une puissance utile plus élevée ce qui ne peut s'obtenir qu'en augmentant la tension de grille écran. Il faut alors, pour conserver la même puissance dissipée (puissance anodique), augmenter la polarisation de grille : l'admission grille augmente d'autant.

Si le rapport est inférieur à $\frac{8}{11}$

La puissance utile P (ou puissance modulée) est donnée par l'une des relations suivantes :

$$P = \frac{1}{8} (i_{max} - i_{min})^2 R$$

$$P = \frac{1}{8} (v_{max} - v_{min})^2 \frac{1}{R}$$

$$P = \frac{1}{8} (i_{max} - i_{min}) (v_{max} - v_{min})$$

i_{max} et i_{min} étant les courants ano-

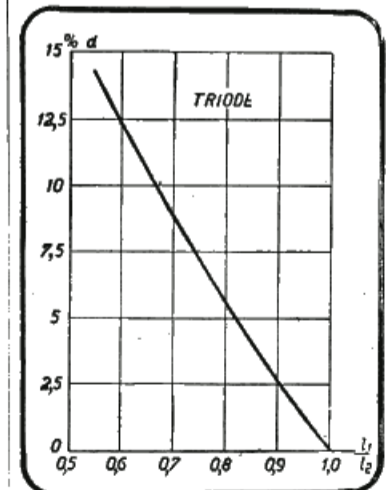


Fig. 2

DERNIÈRES INFORMATIONS TECHNIQUES

CONSEILS PRATIQUES A L'USAGE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

N° 7

10 FÉVRIER 1935



Amortissement causé par un détecteur-diode

On peut dire, aujourd'hui, que tous les amplificateurs à haute ou à moyenne fréquence utilisent soit un tube penthode, soit une lampe à écran. Dans les deux cas, le « gain » ou l'amplification obtenu est proportionnel à la pente de la caractéristique et à l'impédance d'utilisation.

Cette impédance d'utilisation com-

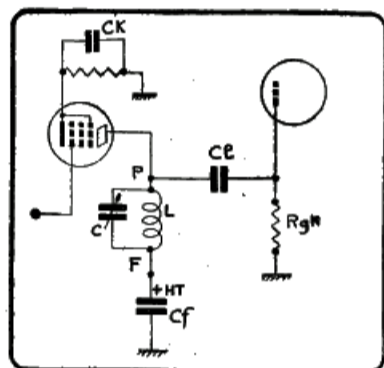


Fig. 1

Couplage du circuit HF à l'élément détecteur diode.

porte toujours un circuit accordé. Or, on sait que l'impédance d'un circuit à la résonance est d'autant plus grande que les qualités électriques de ce circuit sont elles-mêmes plus grandes, d'où l'intérêt d'utiliser des bobinages et des condensateurs présentant des pertes en haute fréquence aussi réduites que possible.

Mais ce serait faire une grossière erreur que de ne considérer que l'impédance du circuit. Le circuit est forcément intercalé entre deux lampes, et il faut tenir compte de l'amortissement causé par la lampe précédente et, s'il y a lieu, la lampe suivante.

Prenons un schéma très simple comme exemple. Soit un étage d'amplification à haute fréquence du plus simple modèle, comportant un simple circuit accordé dans le circuit de plaque (fig. 1).

L'énergie développée dans le circuit LC est transmise à la grille de la lampe suivante à travers le condensateur Cl. La tension de grille de la lampe suivante est fixée par la résistance Rgk.

La résistance interne de la lampe n'est pas infiniment grande. On peut considérer que cette résistance est

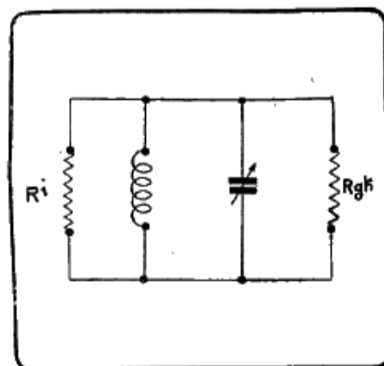


Fig. 2

Circuit équivalent du montage de la figure 1.

connectée entre cathode et plaque. Mais la cathode est à la tension haute fréquence du châssis, grâce au condensateur de découplage CK.

De même le point F est, pour la haute fréquence, à la même tension que la masse. Il y a en effet, en circuit, le condensateur de découplage Cf. Ce condensateur peut être le con-

densateur de sortie du filtre de tension anodique ou un condensateur de découplage spécialement prévu.

En définitive, tout se passe comme si la résistance interne était connectée entre P et F, c'est-à-dire en shunt sur le circuit accordé. Elle vient donc diminuer l'impédance totale.

Il en est de même pour la résistance de grille Rgk. On choisit toujours la grandeur de CL de telle sorte que l'impédance soit négligeable pour la fréquence de fonctionnement de l'amplificateur. Ainsi donc, si l'on peut négliger CL, le circuit équivalent au circuit de la figure 1 sera ce que nous indiquons figure 2.

Dans ces conditions, il est aisé de comprendre pourquoi l'impédance d'utilisation réelle peut être beaucoup plus faible qu'il peut sembler a priori.

Cette action ne se traduit naturellement pas seulement par une réduction de l'amplification, mais encore par une diminution de la sélectivité du récepteur.

Le cas du détecteur-diode

Un cas particulièrement intéressant est celui où un détecteur diode est utilisé derrière un circuit accordé. On sait que l'énergie recueillie dans la résistance d'utilisation de la diode est fournie par le circuit oscillant. Dans ces conditions, il est évident qu'un amortissement doit être produit par la détection. Mais il est intéressant de connaître la grandeur de cet effet.

Car, dans le cas d'un étage d'amplification, il est toujours possible de réduire l'amortissement en utilisant un tube approprié et un montage convenable. Mais, dans le cas de la détection par diode, cet effet est inévitable.

Il convient donc de le mesurer et, si possible, de l'atténuer.

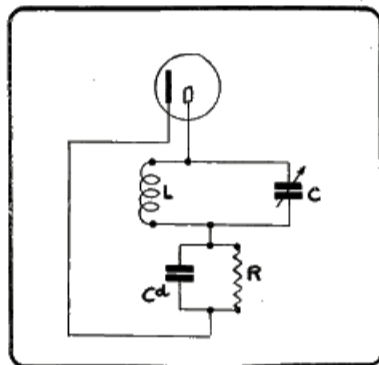


Fig. 3

Détection par diode d'oscillations disponibles aux bornes du circuit LC.

Le plus simple montage est indiqué figure 3.

Les tensions redressées par la diode sont recueillies aux bornes de la résistance d'utilisation R. La valeur de celle-ci est toujours très grande par rapport à la résistance de la diode. En effet, la valeur de R est toujours comprise entre 250.000 ohms et 2 mégohms, alors que la résistance de la diode, pratiquement infinie pour une tension négative, est égale

à 50.000 ohms environ (cas de la diode AB1 ou CB1) dès que les tensions appliquées sont suffisantes pour assurer la détection linéaire.

On peut donc tracer le circuit équivalent de la figure 3 comme nous l'avons indiqué figure 4. Cependant, il ne faut pas oublier que la résistance Rd est d'une nature particulière. On peut la considérer comme nulle pendant la moitié du temps et infinie pendant l'autre moitié.

Comme il s'agit de phénomènes périodiques, c'est-à-dire dans lesquels le temps intervient, il est légitime de supposer que tout se passe comme si le circuit était simplement shunté par une résistance égale à la moitié de R.

D'autres considérations théoriques plus précises que cette vue intuitive, basées sur la puissance empruntée au circuit, permettent d'arriver exactement à la même conclusion.

Ainsi donc, tout se passe comme si, en parallèle sur le circuit, on laissait en permanence une résistance égale à $\frac{R}{2}$.

Autre schéma

Un autre schéma est souvent mis en œuvre quand on veut, en particulier, utiliser un élément diode pour obtenir un contrôle automatique de sensibilité différencié.

C'est celui que nous indiquons figure 5. Un examen rapide pourrait

faire supposer que le fonctionnement est le même et que, par conséquent, l'effet doit être identique. Or, il n'en est rien. Dans la figure 3, dès que l'alternance est négative, la résistance de la diode devient infinie; tout amortissement cesse pendant une demi-période.

Mais dans le cas de la figure 5,

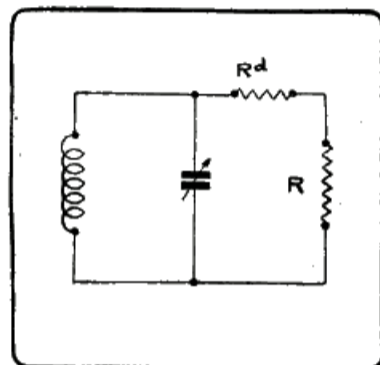


Fig. 4

Circuit équivalent du montage de la fig. 3.

l'amortissement causé par R subsiste pendant les deux alternances. L'amortissement supplémentaire causé par la diode vient s'ajouter pendant une demi-période.

Les mêmes considérations permettent de déterminer que, dans ce cas, la résistance d'amortissement équivalente est de $\frac{R}{3}$. L'amortissement est donc notablement plus grand.

Conclusions pratiques

Il peut sembler a priori qu'on ait intérêt à augmenter R pour que la sélectivité et la sensibilité demeurent aussi grandes que possible. Cela est évident si l'on ne tient compte que de ces deux qualités.

Mais il faut songer aussi à la musicalité.

Plus R sera élevée et plus les fréquences musicales élevées seront atténuées par la présence du condensateur Cd. Il est dangereux, à ce point de vue, de dépasser R = 1 mégohm. Au-delà de cette valeur, les capacités parasites de diverses natures deviennent suffisantes pour atténuer considérablement l'aigu.

Si l'on tient à une reproduction

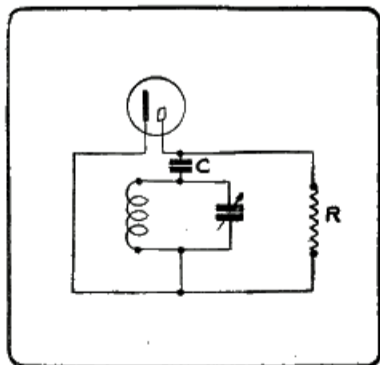


Fig. 5

Montage de la diode pour l'obtention d'une commande automatique de volume différencié.

parfaite de l'aigu, il ne faut pas dépasser 250.000 ohms.

Une valeur plus faible que 250.000 ohms causerait un amortissement exagéré et on noterait une diminution très sensible du rendement.

Dans la majorité des cas, une résistance de 500.000 ohms donne entière satisfaction.

Ronflement de modulation des appareils tous courants

Tous les ronflements ne viennent pas purement et simplement d'un défaut ou d'une insuffisance du filtrage du courant anodique. Nous avons ici même exposé comment l'emploi de lampes à caractéristiques coudées pouvait produire un ronflement de modulation. En d'autres termes, la tension alternative causant le ronflement module la tension à haute fréquence que l'on soumet à l'amplification.

Le mal étant ainsi produit, la composante alternative gênante fait partie de la modulation au même titre que la musique ou la parole. Il devient impossible de faire disparaître le bruit gênant en augmentant le filtrage.

Il est assez facile de reconnaître si l'on est bien en présence du défaut que nous venons de signaler. En effet, ainsi que nous l'avons montré, le mal s'accroît lorsque les tensions soumises à l'amplification s'accroissent elles-mêmes.

Le ronflement pourra être insignifiant sur une émission lointaine et devenir considérable sur une émission locale. S'il en est ainsi, on peut être certain qu'on est en présence d'un ronflement de modulation.

Ce phénomène apparaît souvent dans des récepteurs tous courants, quand certaines précautions n'ont pas été prises.

En présence du mal, il faut d'abord

chercher la cause. En voici quelques-unes :

- a) Voisinage du secteur et d'une connexion reliée à une grille ;
- b) Voisinage de la valve et d'un circuit accordé non ou mal blindé ;
- c) Longueur exagérée d'une connexion de grille ;
- d) Résistance exagérée dans un circuit de grille ;

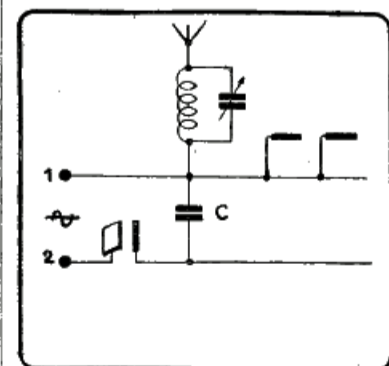


Fig. 1

Illustration du fait que dans un poste « tous courants » les oscillations HF s'écoulent à la terre à travers la valve de redressement.

e) Métallisation non reliée à la masse ;

f) Mauvais retour à la masse.

Dans certains cas, on est amené à accuser la lampe ou une valve du récepteur. En effet :

On observe le ronflement. On coupe le courant pour changer le tube

supposé défectueux. On rebranche la prise de courant. Le ronflement a disparu. On accuse le tube.

Or, le mal réapparaît ; car sa disparition tient simplement au fait qu'on a inversé la prise de courant.

Le mal vient, en réalité, d'une terre insuffisante. On ne peut, en effet, prévoir une terre franche sur l'alimentation, car ce serait mettre le secteur lui-même à la terre.

Les courants à haute fréquence se referment à la terre à travers la valve (voir fig. 1). Comme la résistance de la valve varie de 50 périodes par seconde, c'est une tension alternative de 50 périodes qu'on applique à la première grille. D'où le phénomène observé.

Pour l'éviter, il faut frayer un chemin sans résistance aux courants de haute fréquence. Pour cela, deux moyens peuvent être proposés :

- 1° Shunter les deux pôles du secteur par un condensateur de 0,1 à 0,5 µF, dont l'isolement est suffisant ;
- 2° Shunter la valve par ce même condensateur. Cette dernière méthode est d'application plus générale.

En effet, la première n'est efficace que s'il n'y a pas d'impédance dans le circuit de retour. S'il y a, par exemple, une inductance de filtrage, le moyen échoue.

Mais, pour le second, il est indispensable de prévoir un condensateur capable de résister au minimum à une tension supérieure au double de la tension du réseau.

DERNIÈRES INFORMATIONS TECHNIQUES

CONSEILS PRATIQUES A L'USAGE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

N° 8

24 FÉVRIER 1935



Les filtres de bande : Principes de calcul et résultats pratiques

Le dispositif que l'on réalise en couplant de manière plus ou moins serrée deux circuits oscillants accordés sur la même fréquence reçoit en radio-électricité de multiples applications parmi lesquelles nous citons : le couplage des antennes en réception ou en émission, les transformateurs haute fréquence, les transformateurs moyenne fréquence dits « Filtres de bande », les ondes-mètres à absorption.

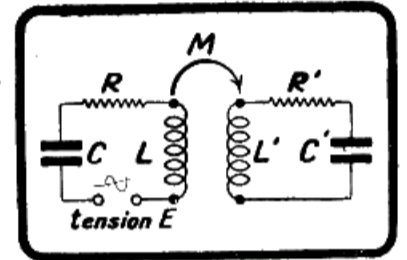


Fig. 1

Considérons donc la figure 1 qui montre un circuit primaire comportant une self L, une capacité C et une résistance R, et un circuit secondaire comportant une self L', une capacité C' et une résistance R'. Soit f, la fréquence d'accord commune des deux circuits.

Supposons que nous appliquions au primaire une différence de potentiel alternative E de fréquence variable. Cette différence de potentiel est insérée aux bornes d'une coupure E effectuée entre le condensateur C et la bobine L. Par rapport à E le circuit CRL réagit comme un circuit série.

Observons, à l'aide de galvanomètres sensibles insérés dans le primai-

Pour des couplages de L et de L' très lâches (k de l'ordre de 0,001 ou 0,002) le primaire a peu d'action sur le secondaire : le courant secondaire maximum se produit à la résonance et ce maximum est très faible. La courbe de variation de ce courant est beaucoup plus pointue que la courbe de résonance du circuit secondaire considéré isolément. Pour les couplages lâches la résonance secondaire est très aiguë, la sélectivité très grande, beaucoup trop grande pour la réception fidèle de la radiophonie.

Pour ces mêmes couplages très lâches, le secondaire a, de son côté, peu d'action sur le primaire : l'impédance de couplage est négligeable. Le courant primaire possède un maximum important à la résonance.

Si l'on approche L de L', c'est-à-dire si l'on augmente le coefficient d'induction mutuelle M, donc le coefficient de couplage k, l'impédance de couplage augmente. La présence du secondaire se fait sentir dans le primaire de manière plus intense que tout à l'heure. A la résonance cette action est maximum et le courant primaire passe par un minimum. Ce minimum est précédé et suivi de deux maxima. La courbe de résonance du courant primaire prend la forme en « dos de dromadaire ». Comment expliquer ces deux maxima qui se produisent pour des fréquences situées à droite et à gauche de la fréquence de résonance ? Pour des fréquences plus petites que la fréquence de résonance f, l'inductance domine dans l'impédance de couplage et tend à neutraliser une partie de l'impédance primaire qui a surtout de la réactance de capacité. Cette diminution de l'impédance primaire se traduit par une augmentation du courant primaire. Pour des fréquences plus grandes que la fré-

quence de résonance du courant secondaire ne présente toujours qu'un seul maximum à la fréquence f, mais ce maximum est plus grand que tout à l'heure et la courbe de résonance est moins pointue, elle s'aplatit nettement.

Si l'on continue à augmenter lentement le coefficient d'induction mutuelle, ce derrier atteint bientôt une certaine valeur M₀ qui satisfait la relation :

$$(1) \quad \frac{\omega_0^2 M_0^2}{R'} = R$$

dans laquelle ω_0 est la pulsation de résonance ($\omega_0 = 2\pi f_0$). Cette relation exprime que, à la résonance, l'impédance de couplage est égale à la résistance R du primaire. Lorsque le coefficient d'induction mutuelle satisfait la relation (1), on dit que l'on se trouve en présence du cas critique pour lequel se manifestent d'intéressantes particularités. Voyons ces particularités.

Le coefficient d'induction mutuelle M₀ qui satisfait la relation (1) est appelé coefficient d'induction mutuelle critique et le coefficient de couplage correspondant k₀ est le coefficient de couplage critique.

C'est pour cette valeur M₀ de M que l'on observe le plus grand courant maximum possible I₀ dans le secondaire. La théorie montre que cette valeur maximum I₀ de I' est :

$$I_0 = \frac{E}{2\omega_0 M_0} = \frac{E}{2\sqrt{RR'}}$$

Pour des valeurs de M plus grandes ou plus petites que M₀ les ma-

xima du courant secondaire sont moins élevés. C'est pour la valeur M₀ du coefficient d'induction mutuelle que se produit le plus grand transfert d'énergie du primaire au secondaire.

Si l'on appelle S et S' les coefficients de surtension $\frac{\omega_0 L}{R}$ et $\frac{\omega_0 L'}{R'}$ de L et de L' à la résonance f₀, on a :

$$R = \frac{\omega_0 L}{S} \quad \text{et} \quad R' = \frac{\omega_0 L'}{S'}$$

En portant ces valeurs de R et de R' dans la relation (1) donnant l'induction mutuelle critique, on trouve :

$$\frac{M_0}{\sqrt{LL'}} = \frac{1}{\sqrt{SS'}}$$

c'est le coefficient de couplage critique k₀. On a donc :

$$k_0 = \frac{1}{\sqrt{SS'}}$$

Dans les circuits habituellement utilisés en T.S.F. le coefficient de surtension est d'au moins 100. Il en résulte que le coefficient de couplage critique est d'au plus 0,01.

Il faut remarquer que, pratiquement, si les deux circuits primaire et secondaire sont identiques, ce qui est très fréquent, on a L = L', R = R', dont S = S'. On en déduit :

$$k_0 = \frac{1}{S} = \frac{\omega L}{R}$$

Le coefficient de couplage critique satisfait alors la relation :

$$(2) \quad \frac{k_0 \omega L}{R} = 1$$

On a pris l'habitude de dire d'un couplage k qu'il est lâche lorsque $\frac{k_0 \omega L}{R}$ est plus petit que 1 et qu'il est serré lorsque $\frac{k_0 \omega L}{R}$ est plus

grand que 1.

Dès que l'on dépasse le couplage critique de quelques millièmes, les deux maxima du courant primaire s'écartent l'un de l'autre et diminuent de valeur ; d'autre part, deux maxima, d'abord peu marqués, puis de plus en plus nets, apparaissent à leur tour dans la courbe de variation du courant secondaire. Ces maxima s'écartent l'un de l'autre au fur et à mesure que k augmente, mais ne diminuent pas de valeur aussi rapidement que les maxima du courant primaire.

La tension aux bornes du secondaire suit la même variation que l'intensité primaire.

Pour un couplage donné supérieur au couplage critique (couplage dit serré), les deux maxima du courant primaire sont égaux entre eux, ainsi que les deux maxima du courant secondaire. Ces maxima se produisent pour chaque valeur du couplage pour des fréquences à très peu de choses près équidistantes de la fréquence de résonance et d'autant plus écartées de cette fréquence de résonance que le couplage est plus serré.

(A suivre.)

Amortissement causé par un détecteur diode dans le cas de signaux faibles

Nous avons traité dans un précédent article la question de l'amortissement causé par une diode, mais seulement lorsque des tensions relativement importantes sont transmises au détecteur. La détection par diode est alors parfaitement linéaire.

Un autre cas très intéressant à examiner est celui où les signaux appliqués sont faibles. Le détecteur diode fonctionne alors d'une manière bien différente.

Pour bien comprendre cette différence, il est nécessaire de saisir exactement le mécanisme de la détection.

L'application d'un signal puissant a pour effet l'apparition d'une tension continue importante aux bornes de la résistance R (fig. 1).

Pendant la durée d'une demi-période, le condensateur n'a point le temps de se décharger complètement.

peuvent donc atteindre l'anode et donnent lieu au courant observé.

Ce courant produit naturellement une chute de tension entre les bornes de R. Une construction simple permet de déterminer le point de fonctionnement au repos, qui dépend de la valeur de R.

Cherchons, par exemple, pour R = 500.000 ohms. Une résistance de 500.000 ohms laisse passer un courant de 2 microampères sous 1 volt. Sur la fig. 2, nous tracerons, du point O au point P' défini par les coordonnées 10 microampères et 1 volt, une droite qui coupera la caractéristique au point P, qui est précisément le point que nous cherchions.

Mécanisme de la détection

Cette même fig. 2 nous permet maintenant de comprendre comment s'opère la détection. En l'absence de signal, la tension aux bornes de R est d'environ 0,7 volt pour une résistance de 500.000 ohms.

Appliquons un signal faible, c'est-à-dire d'amplitude inférieure à 0,7 volt. Le graphique montre qu'un courant traverse la diode pendant les deux alternances, courant extrêmement faible. La détection s'opérera parce que la diminution de courant due à l'alternance négative est plus faible, en valeur absolue, que l'augmentation de courant due à l'alternance positive. Il y a donc tout simplement redressement incomplet.

Mais il est évident que la puissance électrique consommée dans la résistance d'utilisation est très faible. Il s'agit, cette fois, d'un courant variable présentant une très faible composante continue. Or, la composante alternative ne traverse pas R, mais, au contraire, le condensateur Cd dont l'impédance a précisément été choisie pour être négligeable aux fréquences en jeu.

Par contre, on ne peut plus admettre, cette fois, que la diode ne shunte le circuit oscillant que pendant la moitié du temps, puisqu'il y a un courant permanent.

On comprend donc que l'amortissement est simplement produit par la résistance équivalente à la diode.

La fig. 2 nous permet encore de connaître exactement cette valeur. Nous procéderons comme pour déterminer la résistance interne d'un tube quelconque.

le rapport $\frac{dV}{dI}$.

A mesure que les signaux seront plus forts, la résistance deviendra de plus en plus grande ; mais, progressivement, la résistance d'utilisation entrera en ligne de compte.

La résistance au point P est de l'ordre de 100.000 ohms.

Pour des signaux très faibles, la résistance d'amortissement sera donc de 100.000 ohms. Elle tendra vers 250.000 ohms (R = 500.000) à mesure que l'amplitude des signaux augmentera.

Conclusions pratiques

La sélectivité de l'appareil sera différente suivant que l'on recevra des signaux forts ou faibles. Prati-

quement, des signaux à la détection inférieurs à 0,25 volt donnent déjà une audition utilisable avec les appareils modernes. La sélectivité correspondante sera notablement plus réduite que pour des signaux plus forts.

On pourra admettre que la détection est linéaire et que la résistance d'amortissement est de 250.000 ohms lorsque les signaux détectés dépassent largement 0,25 volt.

On passera insensiblement d'un régime de détection « square law » (signaux faibles) à la détection linéaire (signaux forts).

Quand on voudra établir des mesures de sélectivité sur un appareil, il importera d'observer que les signaux soumis à la détection correspondent bien à l'amplitude normale-ment reçue.

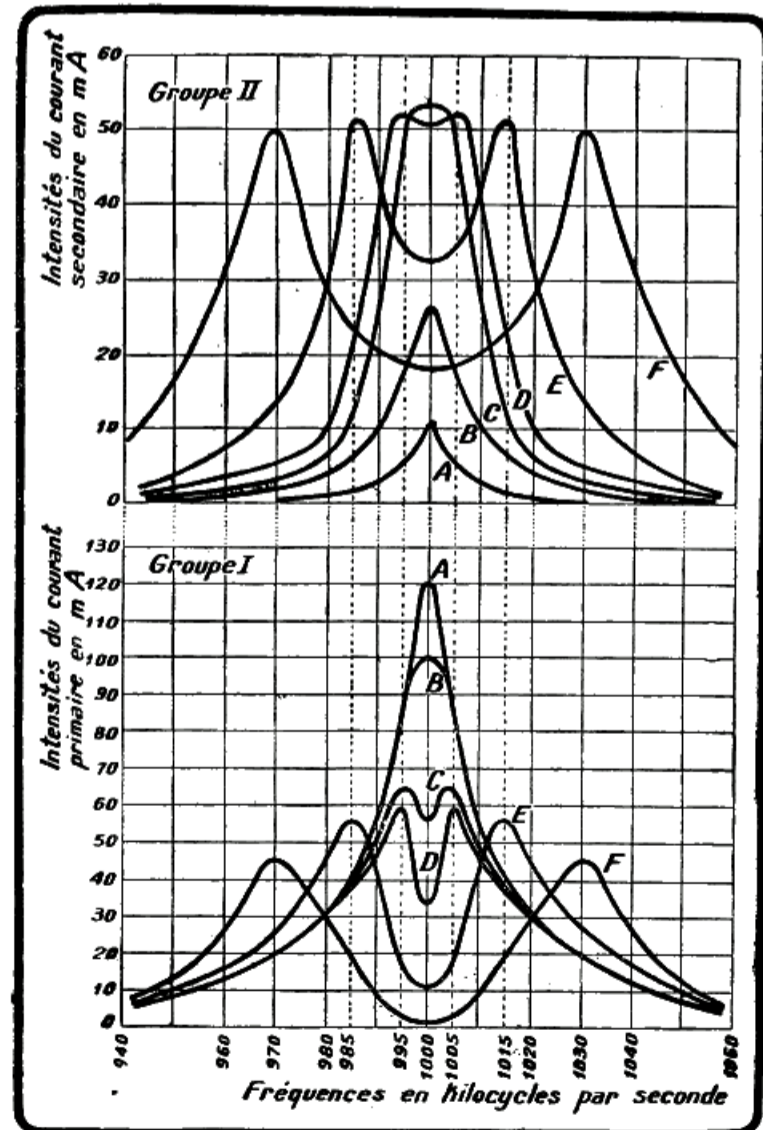


Fig. 2

re et dans le secondaire, les courants primaire et secondaire pour des fréquences variant autour de la fréquence de résonance et pour des couplages de L et de L' croissant de valeurs très faibles à des valeurs très fortes. Traçons les courbes de résonance représentant les variations des intensités primaire et secondaire en fonction de la fréquence (fig. 2).

quence de résonance f₀, la capacité domine dans l'impédance de couplage et tend à neutraliser une partie de l'impédance primaire qui a surtout de la réactance de self (inductance). Il y a, ici encore, diminution de l'impédance primaire, donc augmentation du courant primaire.

Au moment où apparaissent les deux maxima du courant primaire,

En fait, il n'existe un courant anode-cathode pendant une très brève fraction d'alternance. En somme, la tension redressée polarise l'élément diode.

Mais s'il s'agit de signaux très faibles, le mécanisme devient tout à fait différent. Pour nous en rendre compte, relevons la caractéristique d'une diode avec une résistance d'utilisation (ou résistance de charge), comme c'est le cas du montage fig. 1. Nous obtenons le graphique fig. 2, relatif à un élément de la diode A B 1.

Nous observons ce fait bien connu qu'un courant cathode-anode s'établit même en l'absence de tension appliquée. Rappelons qu'il est dû au fait suivant : les électrons quittent la cathode avec une certaine vitesse initiale. Pour un certain nombre, cette vitesse est suffisante pour leur faire vaincre la charge d'espace. Ils

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 :

$$(3) \quad \begin{aligned} f_1 &= \frac{f_0}{1+k} \\ f_2 &= \frac{f_0}{1-k} \end{aligned}$$

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

$$(4) \quad \begin{aligned} \lambda_1 &= \lambda_0 \sqrt{1+k} \\ \lambda_2 &= \lambda_0 \sqrt{1-k} \end{aligned}$$

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 E, 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 2 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 $\frac{3}{2}$.

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

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

$$Sk = \frac{3}{2} \text{ est remplie : } \quad \frac{E'}{E} = \frac{S}{2}$$

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 rigoureux rigoureux veut d'ailleurs s'entendre 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-

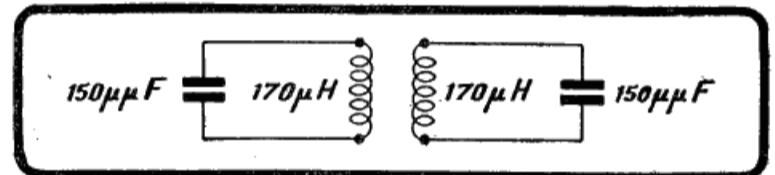


Fig. 3

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

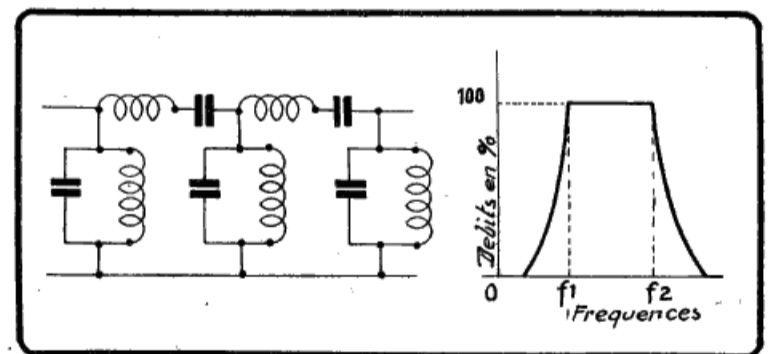


Fig. 4

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.

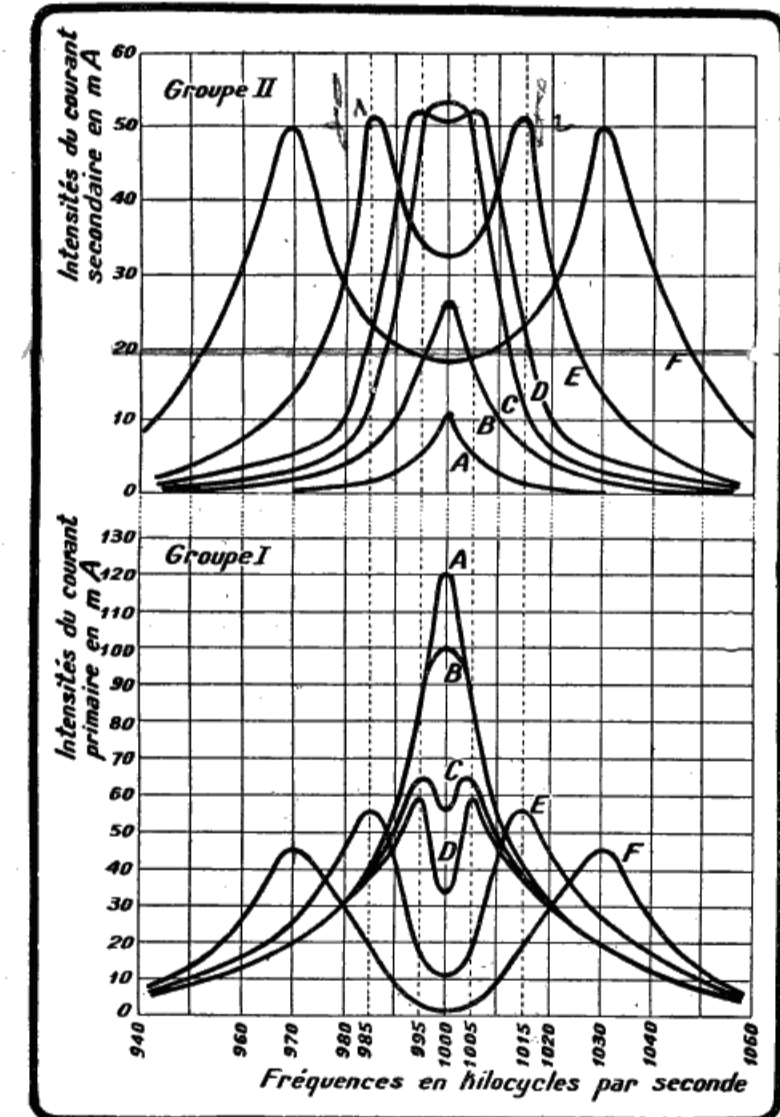


Fig. 2

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 :

$$\begin{aligned} f_2 - f_1 &= \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} - \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} \\ \text{c'est-à-dire :} \\ f_2 - f_1 &= \frac{\sqrt{1+k} - \sqrt{1-k}}{\sqrt{1-k}} f_0 \\ &\text{puisque } (1+k)(1-k) = 1-k. \end{aligned}$$

PHILIPS

**LE PLUS GRAND CONSTRUCTEUR
DE RADIO DU MONDE A VENDU
JUSQU'A CE JOUR
100 MILLIONS DE LAMPES DE T. S. F.**



Scanné et édité pour
www.radiomuseum.org
par Yves Barbin