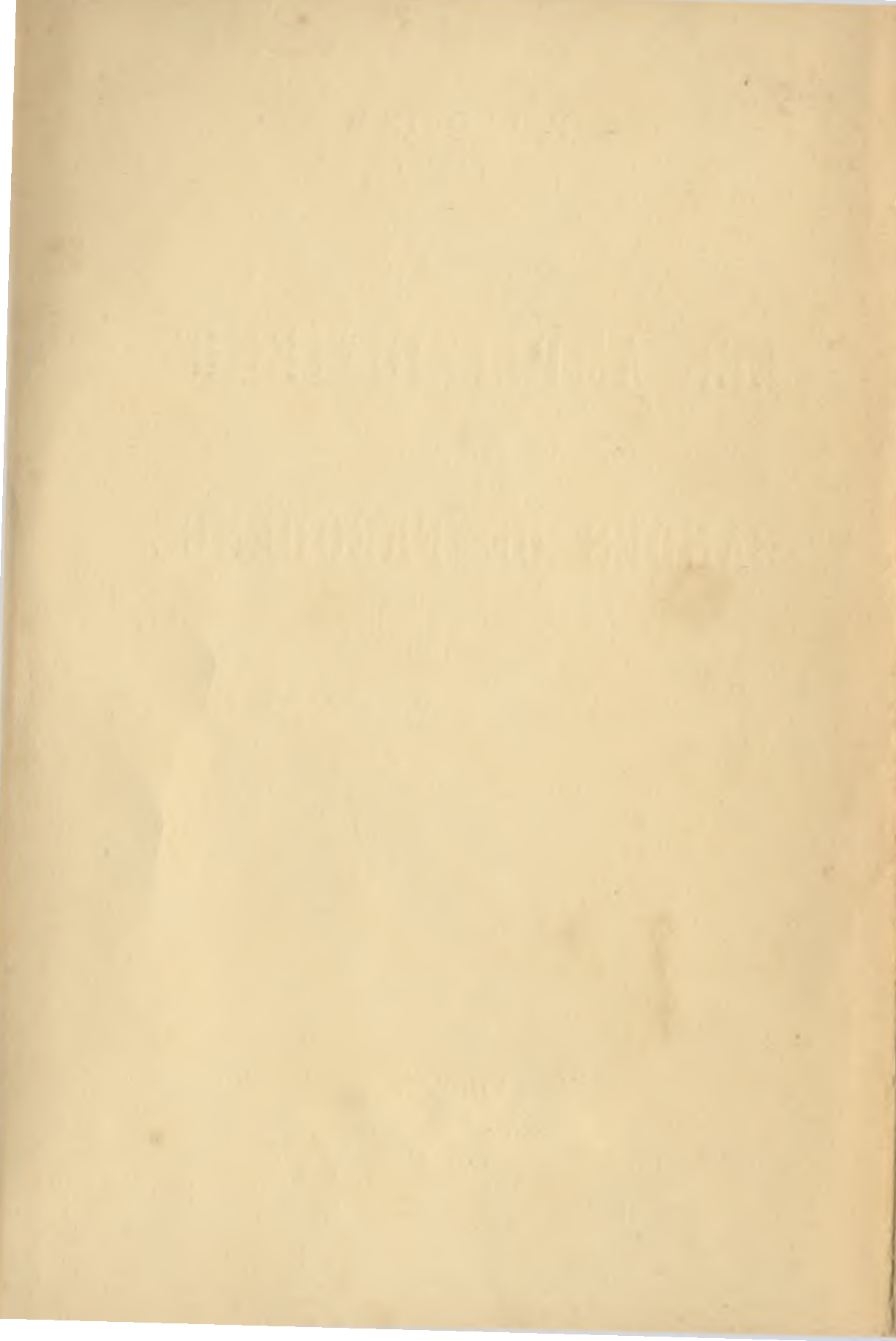


P. DROUIN

Docteur ès sciences, Ingénieur E. S. E.

LES AMPLIFICATEURS
POUR
BANDES DE FRÉQUENCE

Etienne CHIRON, Editeur
40 rue de Seine
PARIS



**LES AMPLIFICATEURS
POUR BANDES DE FRÉQUENCE**

EN VENTE DANS LA MÊME LIBRAIRIE

ARMSTRONG. — <i>La Superréaction</i>	3 60
GROSZKOWSKY. — <i>Les lampes à plusieurs électrodes</i>	40. »
BELLESCEIZE. — <i>Le superhétérodyne; Principe; Invention, Evolution</i>	15. »
H. BETHENOD. — <i>Les Alternateurs à haute fréquence, préface de A. BLONDEL</i>	25. »
H. ARMAGNAT ET LÉON BRILLOUIN. — <i>Les mesures en haute fréquence</i>	30. »
L. DRIENCOURT. — <i>Emploi de la T.S.F. pour la détermination des longitudes et l'unification de l'heure.</i>	7 20
R. JOUAUST. — <i>La Télégraphie par le sol et les moyens de communication spéciaux.</i>	14 40
A. PÉROT. — <i>Phénomènes magnétiques et électriques terrestres</i>	6 »
A. PÉROT. — <i>Principes d'acoustique.</i>	9 60
Commandant FRANCK. — <i>La T.S.F. et l'Aéronautique (Nouvelle édition)</i>	15. »
R. MESNY — <i>Usage des cadres et radiogoniométrie.</i>	30 »
P. M. VIEILLARD. — <i>Les Antennes de T.S.F.</i>	10 80
P. M. VIEILLARD — <i>L'Emission en ondes amorties.</i>	10 80
M. DE BELLESCEIZE. — <i>Les Atmosphériques</i>	10 80
WHITEHEAD. — <i>Diélectriques et isolants.</i>	30 »
AGUILLON — <i>L'onde électromotrice.</i>	24. »
F. MARTIN ET GUILLON. — <i>Grandeurs et unités</i>	9. »
LEJAY. — <i>Les Perturbations orageuses du champ électrique.</i>	10 80
PERIDIER. — <i>Les sous-stations automat.</i>	14 40
GUILBERT. — <i>Le circuit magnétique déformable.</i>	30. »
J. B. POMEY. — <i>Elasticité des plaques (Introduction à l'étude du récepteur téléphonique)</i>	3 50
M. COLLET. — <i>Le champ magnétique au voisinage d'une ligne électrique à courants alternatifs.</i>	4. »
M. ROTH. — <i>Introduction à l'étude analytique de l'échauffement des machines électriques</i>	12. »
R. BUREAU. — <i>Nouvelles recherches sur la propagation des ondes courtes dans l'atmosphère</i>	6. »
R. SOREAU. — <i>Nomographie ou le traité des Aboques (2 forts volumes in-4° de 502 et 284 pages).</i>	
Broché	100. »
Relié	144. »
BOCHÉT. — <i>Les moteurs thermiques.</i>	24. »
A. FINCK. — <i>Le chauffage des chaudières au charbon pulvérisé.</i>	30. »

P. DROUIN

Docteur ès sciences, Ingénieur E. S. E.

LES AMPLIFICATEURS

POUR

BANDES DE FRÉQUENCE

Etienne CHIRON, Editeur

40, rue de Seine

PARIS

LES AMPLIFICATEURS POUR BANDES DE FRÉQUENCES

par P. DROUIN

Docteur ès Science, Ingénieur E.S.E.

SOMMAIRE. — Dans cette étude l'auteur examine le problème de l'amplification de bande sans faire appel à la théorie des filtres et en tenant compte d'emblée des résistances ohmiques. Il a cherché, non à étudier isolément un petit nombre de dispositifs particuliers, mais à étudier le problème dans son ensemble, de manière à en déduire un procédé général de calcul et des directives précises qui fixent sur les résultats qu'il est possible d'obtenir avec un nombre donné de cellules.

Il reprend le problème à son début et rappelle les difficultés de la question et les propriétés classiques des circuits élémentaires. Il se place d'abord au point de vue purement algébrique, qui consiste à étudier la forme générale et les propriétés des fonctions susceptibles de représenter l'amplification d'un amplificateur de bande, abstraction faite de la constitution de cet amplificateur.

Il montre ensuite, avec exemples à l'appui, comment les résultats de cette étude permettent de déterminer immédiatement la distorsion et la sélectivité les plus avantageuses qu'il sera possible d'obtenir avec un amplificateur de type donné ; il s'est attaché à donner, avec l'étude théorique des fonctions amplificatrices, des faisceaux de courbes permettant la détermination numérique rapide des éléments constitutifs d'un amplificateur répondant à des conditions données.

Enfin, une partie importante de cette étude a été consacrée à l'étude des amplificateurs compensant la distorsion du système d'accord. Cette compensation, presque toujours négligée, permet d'obtenir des résultats remarquables, constituant, notamment pour la réception des ondes moyennes, un réel progrès sur les amplificateurs non compensés.

Il apparaît clairement aujourd'hui — et de nombreux techniciens l'ont maintes fois signalé au cours de ces dernières années — que le développement du nombre des stations émettrices, et l'augmentation de la puissance unitaire de ces stations, ont provoqué en radiophonie une évolution très nette : l'ère des records de distance et de sensibilité peut être pratiquement considérée comme close, et les efforts des chercheurs, en matière de réception radiotéléphonique, sont désormais orientés principalement vers la réalisation d'appareils récepteurs assurant à l'auditeur une reproduction aussi fidèle que possible de la parole et de la musique, dégagée de tous ceux des troubles ou brouillages que la technique actuelle permet d'éliminer.

Cette orientation a mis en lumière des problèmes variés et complexes, que la simple énumération des travaux publiés ces

dernières années permettrait, en première approximation de classer en quatre catégories principales : élimination des parasites, amplification HF ou MF respectant la bande de modulation, amplification BF conforme dans la gamme des fréquences audibles, construction de haut-parleurs fidèles.

Si nous laissons de côté le premier de ces problèmes, auquel, en l'absence de solution efficace, les techniciens ont substitué le problème restreint de l'élimination des parasites industriels à l'émission, nous remarquerons que les trois autres problèmes constituent une particularisation d'un problème beaucoup plus général. Un ensemble récepteur de type usuel peut, en effet, être décomposé en un certain nombre d'organes types qui sont généralement :

1° Un collecteur d'ondes muni ou suivi d'un système d'accord, dont nous désignerons l'ensemble par A.

2° Un dispositif de changement de fréquence C.

3° Un amplificateur de fréquence intermédiaire M.

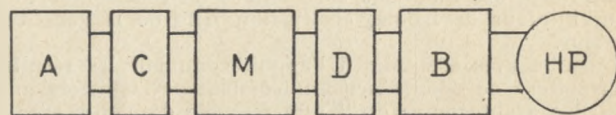


Fig. 1.

4° Un détecteur D.

5° Un amplificateur basse fréquence B.

6° Un haut-parleur HP.

L'ensemble, représenté schématiquement figure 1, peut évidemment comporter de multiples variantes (adjonction de changements de fréquence successifs alternant avec des amplificateurs convenables, suppression de tout changement de fréquence dans les appareils à amplification HF directe, etc.) — sans que pour cela les conclusions ci-dessous aient à subir de modification.

Chacun de ces organes est soumis, à l'entrée, à l'action d'une certaine grandeur électrique (généralement une tension alternative) et transmet à l'organe suivant une autre grandeur oscillante — sauf pour l'organe final HP chargé de produire des sons.

Les grandeurs électriques sont des courants ou tensions de haute ou moyenne fréquence modulées jusqu'à l'entrée de D, et des grandeurs reproduisant seulement la modulation au delà.

Si l'on porte exclusivement son attention sur la partie modulée de ces diverses grandeurs, la seule qui, en définitive, intéresse

l'audition — l'on peut définir, pour chacun des organes un coefficient de transmission K qui sera le rapport entre la grandeur physique utile à la sortie de l'organe et celle agissant à son entrée, rapport qui sera en général une fonction de la fréquence de modulation.

K est un nombre lorsque les grandeurs électriques à l'entrée et à la sortie sont de même nature; c'est une grandeur physique dans le cas contraire — et en particulier pour HP, où K représente le rapport entre l'intensité d'un son et une tension à basse fréquence.

La modulation à l'émission étant supposée parfaite et non troublée par la propagation, la réception sera parfaitement fidèle si l'on a, pour toutes les fréquences audibles de la modulation :

$$K_A \times K_C \times K_M \times K_D \times K_S \times K_{HP} = \text{constante.}$$

Ce problème admet évidemment une infinité de solutions théoriques, consistant à tolérer pour cinq des coefficients K , des variations quelconques ne rendant jamais ces coefficients nuls dans la bande de modulation, et à compenser la distorsion qui résulterait de l'emploi de cet ensemble par une loi de variation convenable du 6^e coefficient. L'on peut même dire qu'une compensation de cette nature — quoique bien imparfaite se présente lorsqu'on utilise un changeur de fréquence de type usuel, dont la sélectivité excessive entraîne un affaiblissement des notes aiguës de la modulation, en combinaison avec un diffuseur à petit cône rendant mal les notes graves.

Toutefois, les solutions toutes théoriques ci-dessus sont techniquement mauvaises : s'il est, en effet, difficile de réaliser un élément qui amplifie uniformément toutes les fréquences comprises dans la bande de modulation, il est encore beaucoup plus difficile de faire varier K selon une loi donnée par l'expérience et qui peut être très complexe; il ne peut être fait exception que dans le cas où la distorsion à compenser se présente sous une forme simple, et nous en ferons l'application à la correction de la distorsion introduite par le système d'accord, distorsion généralement négligée bien qu'elle atteigne souvent, comme nous le verrons, une valeur importante.

L'on s'attachera donc à réaliser, pour chacun des organes schématiques de la figure 1, considéré isolément, une valeur constante de K dans la bande de modulation

C'est ainsi, par exemple, que l'emploi de lampes de sortie à grande puissance fonctionnant sous des tensions anodiques élevées et l'emploi de haut-parleurs électrodynamiques ont permis d'obtenir pour les organes finaux B et HP, un coefficient K pratiquement uniforme.

Les déformations à la détection n'apparaissent, d'autre part, que lorsque les tensions à détecter sont trop élevées (détection par condensateur shunté) ou trop faibles (détection par courbure de la caractéristique de plaque). L'organe changeur de fréquence n'introduit qu'une distorsion négligeable, s'il est convenablement étudié et muni d'une hétérodyne séparée.

Le problème est beaucoup moins avancé en ce qui concerne le système d'accord et surtout l'amplificateur MF ou HF, et les appareils pourvus de cellules dites « à filtre de bande » réellement efficaces sont actuellement très peu nombreux.

L'étude d'amplificateurs respectant la bande de modulation, tout en présentant le maximum de sélectivité, compatible avec cette condition, a fait l'objet d'un certain nombre de travaux, relatifs à des dispositifs particuliers et prédéterminés, dont les auteurs ont étudié les propriétés particulières. Nous ne connaissons pas d'étude d'ensemble sur ce sujet, qui semble actuellement beaucoup moins avancé que la théorie des filtres; cette dernière a, en effet, fait l'objet d'études beaucoup plus complètes (1).

La plupart des auteurs qui ont calculé l'effet de dispositifs amplificateurs et sélecteurs respectant la bande de modulation ont fait appel à la théorie des filtres — ce qui implique, en général, la nécessité d'étudier d'abord un système de circuits de résistances négligeables, puis d'introduire ensuite des corrections destinées à tenir compte des résistances.

Cette méthode, qui a pour elle l'avantage de la simplicité et permet, d'autre part, d'utiliser les résultats acquis dans la théorie des filtres, présente par contre l'inconvénient de ne tenir compte des résistances que d'une manière souvent insuffisante, notamment lorsque les circuits considérés doivent être utilisés sur des bandes à très grande résistance intérieure, comme les lampes à écran de grille. Les modifications qu'il faut faire subir au calcul élémentaire, pour tenir compte des résistances, cessent alors de présenter le caractère d'une simple correction, elles modifient parfois considérablement les résultats de cette étude préliminaire qui ne donne alors qu'un mirage bien loin de la réalité.

Il nous a paru, en conséquence, intéressant d'étudier en lui-même le problème de l'amplification de bande, sans faire appel à la théorie des filtres et en tenant compte d'emblée des résistances ohmiques. Nous avons cherché également, non à étudier isolément

(1) Cf Pierre David. *Les filtres électriques*. Gauthier-Villars, éditeur.

un petit nombre de dispositifs particuliers, mais à étudier le problème dans son ensemble, de manière à en déduire un procédé général de calcul et des directives précises qui fixent sur les résultats qu'il est possible d'obtenir avec un nombre donné de cellules.

Comme on le verra dans les pages qui suivent, où nous reprenons le problème à son début et en rappelant même, pour élémentaires et classiques qu'elles puissent paraître, les difficultés du problème et les propriétés des circuits élémentaires, nous nous sommes d'abord placé à un point de vue purement algébrique, qui consiste à étudier la forme générale et les propriétés des fonctions susceptibles de représenter l'amplification d'un amplificateur de bande, abstraction faite de la constitution de cet amplificateur.

Nous montrons ensuite, avec exemples à l'appui, comment les résultats de cette étude permettent de déterminer immédiatement la distorsion et la sélectivité les plus avantageuses qu'il sera possible d'obtenir avec un amplificateur de type donné; nous nous sommes attaché à donner, avec l'étude théorique des fonctions amplificatrices, des faisceaux de courbes permettant la détermination numérique rapide des éléments constitutifs d'un amplificateur répondant à des conditions données.

Enfin, une partie importante de cet ouvrage a été consacrée à l'étude des amplificateurs compensant la distorsion du système d'accord. Cette compensation, presque toujours négligée, permet d'obtenir des résultats remarquables, constituant, notamment pour la réception des ondes moyennes, un réel progrès sur les amplificateurs non compensés.

CHAPITRE I

CONDITIONS GÉNÉRALES IMPOSÉES PAR LE PROBLÈME DE L'AMPLIFICATION.

1. — *Position du problème.*

Un amplificateur HF ou MF théoriquement parfait devrait répondre aux deux conditions suivantes :

a) la différence de potentiel alternative disponible à la sortie de l'amplificateur, devrait être proportionnelle à l'amplitude de la modulation de l'onde incidente agissant sur l'appareil récepteur (tout au moins tant que la fréquence de modulation reste audible).

b) Le système d'accord et l'amplificateur étant réglés pour la réception d'une émission de fréquence F , toute émission de fréquence voisine $F + \varepsilon$ devrait pouvoir être éliminée, quelque petit que soit ε .

La première condition exprime que la distorsion est nulle, la deuxième, que la sélectivité est aussi grande qu'on le veut; bien que les raisons tout élémentaires pour lesquelles ces conditions ne peuvent être simultanément réalisées par aucun amplificateur soient bien connues, nous les rappelons ici afin de mieux préciser les conditions qui détermineront en pratique le compromis le plus avantageux. Ces raisons tiennent, la première à l'existence même de la modulation, la seconde aux propriétés des circuits oscillants.

En premier lieu, une oscillation de fréquence propre F , modulée en amplitude à la fréquence $2f$, étant assimilable à la superposition de deux oscillations non modulées de fréquences respectives $F - f$ et $F + f$, l'amplificateur, s'il ne présente pas de distorsion, devra amplifier uniformément toutes les oscillations dont les fréquences sont comprises entre $F - \varphi$ et $F + \varphi$, la plus haute fréquence audible étant désignée par 2φ .

Il lui sera donc impossible d'étouffer la fréquence $F + \varepsilon$ pour $\varepsilon < \varphi$, sans étouffer en même temps une partie des notes aiguës de la modulation. Comme on admet généralement $\varphi = 5$ kilocycles par seconde, ce qui correspond à une largeur de bande de

$2\varphi = 10$ kilocycles par seconde, l'on voit qu'il est impossible de réaliser un appareil récepteur capable de séparer complètement deux émissions distantes de moins de 10 kilocycles par seconde, sans introduire une distorsion d'autant plus forte que l'appareil sera plus sélectif.

En second lieu, et si même on abandonne la condition de sélectivité *b)* sous la forme trop absolue énoncée au début, il ne sera pas davantage possible de réaliser un amplificateur qui étouffe de manière absolue les fréquences situées en dehors de l'intervalle $(F - \varphi, F + \varphi)$.

Ce problème pourrait, en effet, être ramené à la réalisation d'un filtre présentant un affaiblissement infini pour toutes les fréquences extérieures à l'intervalle ci-dessus, filtre évidemment irréalisable à

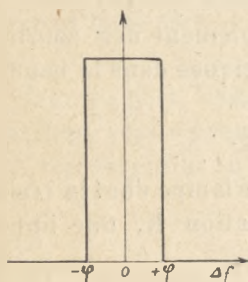


Fig. 2

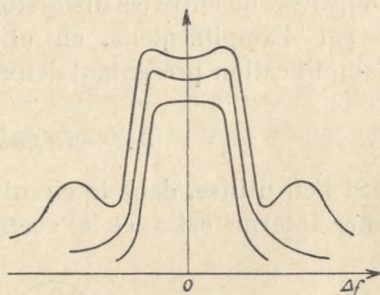


Fig. 3.

l'aide d'un nombre fini d'éléments. Tout au plus sera-t-il possible de se rapprocher de cette condition — assez grossièrement d'ailleurs — en cherchant à réaliser un affaiblissement acceptable pour la fréquence $F \pm \varphi(1 + K)$, K étant un coefficient que l'on déterminera en tenant compte de l'écart minimum entre les stations qu'il est pratiquement indispensable de séparer.

Si l'on traduit graphiquement les observations ci-dessus l'on voit que, si l'on limite la sélectivité à la séparation de deux émissions distantes de $10 + \varepsilon$ kilocycles, la courbe théorique représentant l'amplification du plus sélectif des appareils sans distorsion, serait le rectangle de la figure 2. Les amplificateurs qu'il sera pratiquement possible de construire donneront des courbes dont la figure 3 montre quelques exemples, l'appareil étant d'autant plus parfait que la courbe obtenue se rapproche davantage du rectangle de la figure 2.

2. — Compensation.

La figure 2 correspondrait à l'amplificateur théorique le plus avantageux, si tous les autres organes de l'appareil récepteur avaient une amplification uniforme dans la bande de modulation.

Mais le système d'accord, pour des raisons pratiques évidentes, ne peut être constitué par des circuits complexes nécessitant le réglage simultané de plusieurs condensateurs variables, et se réduit généralement à un simple circuit oscillant accordé. Il introduit alors une distorsion non négligeable, et c'est pour l'ensemble du système d'accord et de l'amplificateur, et non pour ce dernier pris isolément, qu'il serait désirable d'obtenir une courbe voisine de celle de la figure 2.

Nous verrons au chapitre VII qu'il est possible de réaliser une compensation entre les distorsions introduites par le système d'accord et par l'amplificateur, en utilisant convenablement des courbes d'amplification présentant deux maxima symétriques dans la bande.

3. — Définitions et notations.

Si l'on utilise, dans le circuit anodique d'une lampe dont la résistance interne est ρ et le coefficient d'amplification K , une impé-

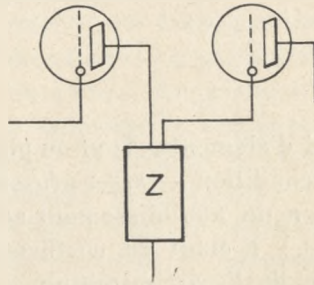


Fig. 4

dance z couplée avec la grille de la lampe suivante selon la figure schématique 4 où le mode de liaison n'a pas été précisé, l'amplification par étage est :

$$\alpha = \frac{Kz}{z + \rho}.$$

C'est, comme l'impédance z , une grandeur complexe ; elle définit l'amplification en grandeur et en phase, la valeur absolue de l'am-

plification étant le module de cette quantité. Il est plus commode, afin d'éviter l'introduction de radicaux, de calculer la valeur absolue de l'amplification pour deux étages identiques successifs ; elle a pour valeur :

$$|\mathcal{C}|^2 = \frac{K^2 |z|^2}{|z + \rho|^2}.$$

Si l'on veut ne pas faire intervenir le coefficient d'amplification de la lampe utilisée, on considère l'*amplification relative* définie par :

$$A_R = \frac{|\mathcal{C}|^2}{K^2} = \frac{|z|^2}{|z + \rho|^2}.$$

C'est le facteur par lequel il faut multiplier le carré du coefficient d'amplification des lampes pour obtenir le gain résultant de l'emploi de deux étages consécutifs identiques.

Il est évident que si l'on emploie n étages identiques en cascade, le gain total sera

$$K^n \sqrt{A_R^n}.$$

D'autre part, l'amplification relative A_R donnée par deux étages en cascade, réglés pour la fréquence F et alimentés sous la fréquence f est une fonction du rapport

$$\xi = \frac{f}{F}.$$

Si l'on pose :

$$\xi = 1 + \varepsilon$$

et que l'on considère seulement ce qui se passe au voisinage de la fréquence F , c'est-à-dire au voisinage de la bande de 10 kilocycles à amplifier, A_R pourra s'exprimer simplement en fonction de ε ; l'amplification pour $F = f$ correspondra alors à $\varepsilon = 0$.

Si l'on trace la courbe d'amplification

$$A_R = \varphi(\varepsilon)$$

les points sur lesquels devront porter notre attention sont :

1° l'amplification relative initiale

$$A_{R0} = \varphi(0).$$

2° la largeur de la bande amplifiée, évaluée en kilocycles, que nous désignerons par 2λ et dont nous préciserons la définition. A cette valeur de λ correspond une *largeur relative* 2λ , qui est un simple nombre et non une grandeur physique, définie par l'équation

$$\lambda = \frac{\Lambda}{F}.$$

3° l'amplification relative maximum entre $\varepsilon = -\lambda$ et $\varepsilon = +\lambda$, que nous désignerons par φ_M , ou l'amplification relative minimum φ_m dans ce même intervalle. Nous ne considérerons jamais de courbes ayant à la fois au moins deux maxima et au moins deux minima dans la bande, comme celle de la figure 5a; ces courbes sont, en effet, peu avantageuses en raison de la distorsion irrégulière qu'elles entraînent. L'allure des courbes dans la bande sera donc celle de la figure 5b (deux maxima et un minimum à l'origine) ou 5c (un maximum à l'origine, amplification minimum à la limite de la bande).

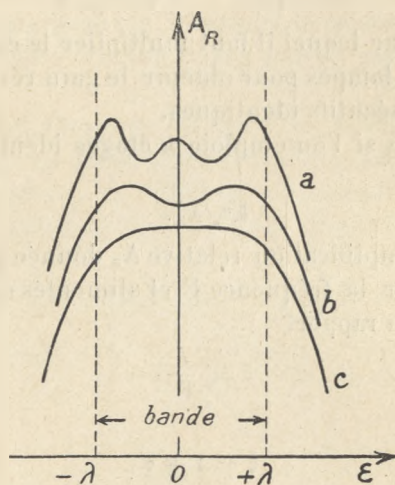


Fig. 5.

4° la *distorsion* sera définie par le rapport

$$\delta = \frac{\varphi_M - \varphi_0}{\varphi_0}$$

pour les courbes du type 5b et par

$$\delta = \frac{\varphi_m - \varphi_0}{\varphi_0}$$

pour les courbes de type 5c. Elle est positive dans le premier cas et correspond alors à un affaiblissement des notes graves et des notes extrêmement aiguës aux frontières de la bande; elle est négative dans le second et correspond à un affaiblissement des notes aiguës.

Comme les notes dont la fréquence est voisine de 10 key interviennent peu, l'on peut dire, approximativement, qu'une distorsion positive est surtout caractérisée par l'affaiblissement des notes graves,

la distorsion négative restant caractéristique de l'affaiblissement des notes aiguës.

5 enfin, l'affaiblissement en dehors de la bande, qui détermine la mesure avec laquelle une émission voisine de l'émission à recevoir peut être éliminée, dépend du rapport :

$$\frac{\varphi(0)}{\varphi(p\lambda)}$$

de l'amplification au milieu de la bande à l'amplification à une distance de l'origine égale à $\frac{p}{2}$ fois la largeur de la bande, p étant un facteur plus grand que 1. Comme la distance minimum de deux émissions séparables théoriquement par une courbe telle que celle de la figure 2 est 10 key ce qui donne une distance relative de

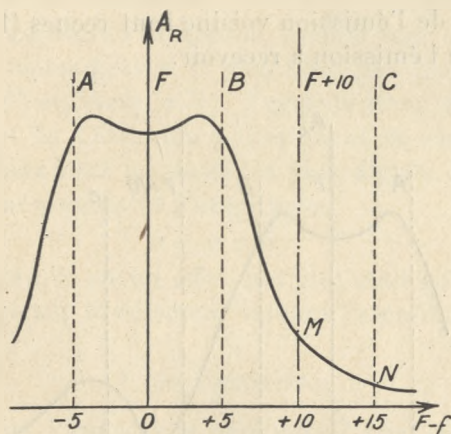


Fig. 6.

2λ , il est logique de considérer les phénomènes pour $p = 2$; en conséquence, nous définirons la sélectivité σ par la valeur de l'expression.

$$\sigma = \frac{\varphi(0) - \varphi(2\lambda)}{\varphi(2\lambda)}$$

La figure 6 permet de préciser le sens physique de cette quantité. Les abscisses représentant directement les valeurs de $F - f$ en kilocycles, l'on voit que si l'on considère deux émissions contiguës dont les ondes porteuses sont respectivement à la fréquence F et $F+10$, et de même intensité les bandes relatives à ces émissions seront respectivement AB et BC. Les ordonnées correspondant aux points

d'abscisses 0, 5, 10 et 15 kcy, représentant en ces points l'amplification relative sont respectivement :

$$\varphi(0), \quad \varphi(\lambda), \quad \varphi(2\lambda), \quad \varphi(3\lambda).$$

Si la distorsion est faible — condition qu'il sera indispensable de réaliser pour que l'audition soit satisfaisante — $\varphi(\lambda)$ diffère peu de $\varphi(0)$ ou même aura la même valeur. Cela posé, pour étudier la manière dont l'émission distante de 10 kcy de l'émission à recevoir est éliminée, nous considérerons deux cas :

a) *Élimination de notes graves.* — Les notes graves de l'émission voisine sont amplifiées relativement avec une intensité représentée par $\varphi(2\lambda)$ correspondant au centre de la bande de cette émission (point M de la courbe) comme :

$$\frac{\varphi(0)}{\varphi(2\lambda)} = 1 + \sigma$$

les notes graves de l'émission voisine sont reçues $(1 + \sigma)$ fois moins fort que celle de l'émission à recevoir.

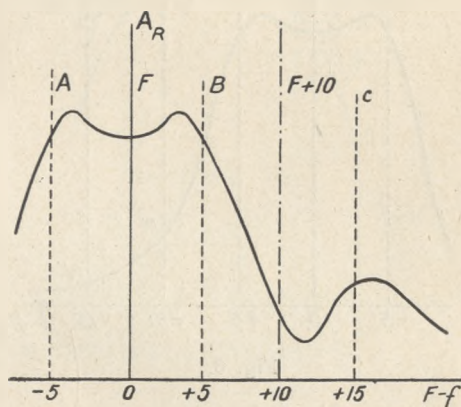


Fig. 7.

b) — *Élimination de notes aiguës.* La modulation des notes aiguës de l'émission à éliminer résulte de la superposition d'ondes à la fréquence $F+5$ et $F+15$ d'amplitudes différentes; l'amplitude de la modulation des notes les plus aiguës de l'émission voisine à éliminer sera donc seulement la plus petite des deux amplitudes ci-dessus, soit celle qui correspond au point N sur la figure 6 ou $\varphi(3\lambda)$; les notes aiguës sont donc reçues.

$$\frac{\varphi(\lambda)}{\varphi(3\lambda)} \text{ soit sensiblement } \frac{\varphi(0)}{\varphi(3\lambda)}$$

moins fort que celles de l'émission à recevoir. Sur la figure 6, et c'est d'ailleurs le cas le plus fréquent, $\varphi(3\lambda)$ est beaucoup plus petit que $\varphi(2\lambda)$: les notes aiguës de l'émission voisine sont mieux éliminées que les notes graves, auxquelles correspond le facteur d'affaiblissement minimum $1 + \sigma$. Ce n'est toutefois pas toujours le cas : il suffit de considérer la courbe d'amplification de la figure 7, présentant des maxima secondaires en dehors de la bande, pour se rendre compte que, dans ce cas, le facteur d'affaiblissement de notes aiguës peut être inférieur à celui des notes graves. Il sera donc important de déterminer la position et l'amplitude de ces maxima.

Toutes ces conclusions supposent les deux émissions à recevoir et à éliminer de *même intensité* ; il est bien évident que, dans le cas contraire, les coefficients ci-dessus devraient être multipliés par le rapport de ces intensités.

Enfin, il convient de remarquer, en se reportant au cas de la fig. 6, que, si les notes aiguës de l'émission voisine sont beaucoup moins gênantes que les notes graves, il n'en reste pas moins, qu'outre la partie modulée d'amplitude $\varphi(3\lambda)$, l'amplificateur HF ou MF sera soumis, de la part de l'émission à éliminer et en considérant seulement ce qui se passe pour les notes les plus aiguës, à l'action d'une onde entretenue non modulée d'amplitude.

$$\varphi(\lambda) - \varphi(3\lambda)$$

qui ne donnera lieu à aucun effet audible, mais pourra provoquer un effet de blocage sur le détecteur suivant l'amplificateur.

4. — Symétrie.

Si l'on constitue l'impédance anodique Z par des circuits complexes quelconques, la courbe.

$$A_R = \varphi(\varepsilon)$$

n'est généralement pas symétrique par rapport à la droite $\varepsilon = 0$; il résulte de cette dissymétrie plusieurs conséquences :

1° la sélectivité n'est pas la même pour les ondes situées à égale distance de part et d'autre de l'onde à recevoir, $\varphi(2\lambda)$ n'étant généralement pas égal à $\varphi(-2\lambda)$.

2° Si d'autre part on étudie la distorsion présentée par une courbe dissymétrique, on remarque, comme nous l'avons mis en évidence sur la figure 8, que la distorsion présentée par la courbe dissymétrique (en trait plein) est exactement la même que celle que présenterait la courbe obtenue en prenant le symétrique de la partie dont l'ordonnée est la plus petite (trait plein à gauche, pointillé à

droite). La dissymétrie ne fait donc rien perdre ni gagner sur la distorsion, mais a l'inconvénient de laisser subsister, du côté de la bande correspondant aux plus grandes ordonnées de la courbe d'amplification une onde entretenue non modulée (dont l'amplitude est proportionnelle à la différence entre les ordonnées des courbes en trait plein et pointillé) qui peut surcharger inutilement les étages suivants de l'amplificateur et le détecteur.

Pour les deux raisons ci-dessus, l'utilisation d'amplificateurs à courbe dissymétrique n'est pas avantageux ; nous limiterons en conséquence notre étude aux amplificateurs à courbe symétrique, et

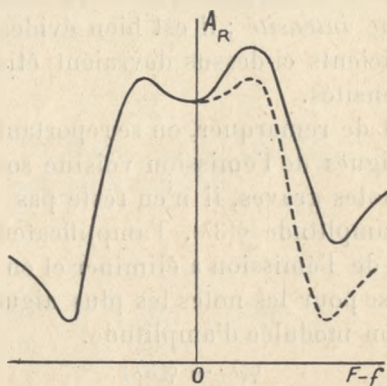


Fig. 8.

nous verrons d'ailleurs qu'il n'en résulte pas de restriction réelle touchant la nature des amplificateurs, mais seulement la nécessité de choisir convenablement le type de circuit oscillant simple entrant dans la constitution des cellules.

Si l'on se restreint aux courbes symétriques, la fonction $\varphi(\varepsilon)$ ne contient plus que les puissances *paires* de ε .

3. — Fonctions réduites

Ainsi que nous l'avons exposé plus haut (Introduction), il est avantageux, au point de vue de la généralité, d'étudier *a priori* les fonctions susceptibles de représenter l'amplification d'un amplificateur de bande, abstraction faite de la combinaison de circuits à employer pour la constitution de la cellule, combinaison qu'il est ensuite facile de déterminer.

Cette étude, purement analytique, est considérablement facilitée par l'emploi de *fonctions réduites*, ne contenant plus aucune

grandeur physique, et dans lesquelles les paramètres variables seront réduits au minimum.

Nous étudierons en conséquence les fonctions ayant une amplification relative initiale $\varphi(0)$ égale à l'unité (pour 2 étages en cascade) et une largeur de bande égale à 2.

Une telle fonction étant déterminée, soit $\varphi(x)$, il est clair que la fonction $k_0\varphi\left(\frac{x}{\lambda}\right)$ correspondra à une largeur relative de bande égale à 2λ et à une amplification relative initiale k_0 , avec la même sélectivité et la même distorsion que la fonction réduite. Tous les coefficients de la fonction $\varphi(x)$ sont alors de simples paramètres numériques, sans signification physique.

6. — Circuits complexes.

Avant d'étudier les fonctions utilisables pour la représentation de l'amplification d'un amplificateur de bande, il est nécessaire de préciser les conditions que devra remplir cette fonction pour qu'elle puisse représenter l'amplification produite par deux étages successifs équipés avec des circuits complexes réalisables; il en résulte évidemment qu'il est nécessaire d'étudier au préalable les propriétés générales des circuits et de la forme sous laquelle peut s'exprimer leur impédance.

Nous sommes donc amenés tout naturellement à étudier, dans le chapitre suivant, les propriétés des impédances simples et des associations d'impédances, en adoptant une forme de calcul de ces impédances en accord avec les notations ci-dessus.

Au cours des paragraphes précédents, nous avons, par raison de simplicité, supposé que la cellule type comprenait uniquement une impédance anodique dont nous n'avons précisé ni la nature, ni le mode de liaison avec l'étage suivant. Le couplage ordinairement utilisé dans ce cas est une liaison par capacité avec résistance de fuite, couplage d'ailleurs non exempt d'inconvénients et sur lequel nous aurons occasion de revenir à la fin de cet article. Il est facile, sans rien changer à ce qui a été exposé ci-dessus, d'utiliser un système de cellule tout différent, dont les figures 9 et 10 représentent deux types usuels,

Dans le montage figure 9, l'impédance anodique complexe Z_1 est couplée, présente avec une autre impédance Z_2 un nombre quelconque de liaisons dont la nature n'est pas précisée, la tension utile appliquée entre grille et filament de la deuxième lampe étant, non

plus la tension aux bornes de Z_1 , mais la tension aux bornes de Z_2 . Il est alors possible de déterminer la cellule de manière que toutes ces liaisons aient une résistance infinie ; la séparation ohmique des circuits d'anode et de grille de la lampe suivante permet alors de supprimer l'emploi d'une résistance de fuite.

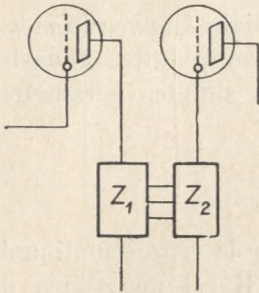


Fig. 9.

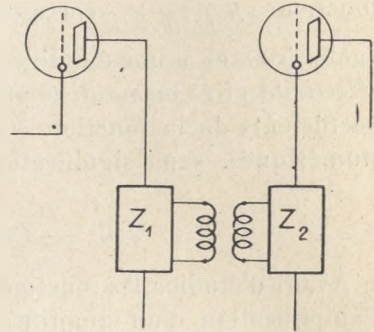


Fig. 10.

Le montage de la figure 10, qui comporte un couplage par induction mutuelle et dont le type le plus simple est le classique montage à transformateurs accordés employé sur la presque totalité des changeurs de fréquence, peut également se ramener aux précédents.

CHAPITRE II

IMPÉDANCES SIMPLES ET COMPOSÉES

1. — *Classification des impédances.*

Afin d'éliminer les fréquences pour lesquelles la définition des impédances peut prêter à ambiguïté, nous désignerons par « *domaine usuel de fréquences* » l'ensemble de toutes les fréquences supérieures à zéro et inférieures à une certaine fréquence fixe extrêmement grande mais non infinie, choisie au-dessus de toutes les fréquences pratiquement réalisables.

La valeur d'une impédance est complètement déterminée lorsqu'on connaît, en fonction de la fréquence, et pour toutes les fréquences du domaine ci-dessus, la grandeur et la phase du courant qui la traverse lorsqu'on applique entre les extrémités une différence de potentiel alternative de grandeur connue.

La nature d'une impédance dépend seulement de la manière dont varie la phase du courant traversant par rapport à la tension appliquée lorsqu'on fait varier la fréquence dans toute l'étendue du domaine ci-dessus.

Les trois natures fondamentales d'impédance, résistance, capacité et self, sont définies respectivement par les propriétés suivantes de la phase du courant par rapport à la différence de potentiel aux bornes :

1° résistance ; courant traversant, constamment en phase avec la tension appliquée ;

2° capacité ; courant traversant, constamment en avance de $\frac{\pi}{2}$ sur la tension appliquée.

3° self ; courant traversant, toujours en retard de $\frac{\pi}{2}$ sur la tension appliquée.

L'association, suivant un schéma de complexité quelconque, d'un nombre fini d'impédances fondamentales de même nature, donne toujours une impédance de cette même nature ; par exemple une associa-

tion quelconque de capacités, en nombre fini, est toujours une capacité.

La combinaison de résistances et de capacités, suivant un schéma quelconque, peut donner des impédances pour lesquelles le courant traversant est toujours en avance sur la tension appliquée, *mais en avance d'un angle variable avec la fréquence*; ce sont les impédances dites « à effet de capacité. »

De même, la combinaison de selfs et de résistance pourra donner des impédances pour lesquelles le courant traversant est en retard sur la tension appliquée dans tout le domaine usuel de fréquence, *mais en retard d'un angle variable avec la fréquence*, dite « à effet self ».

Enfin, lorsqu'une combinaison contient à la fois des selfs et des capacités, avec ou sans introduction de résistances, son impédance peut, lorsque la fréquence varie des plus petites aux plus hautes fréquences du domaine usuel, passer :

a) d'un effet capacité à un effet self; on dit alors que l'impédance est *résonnante*;

b) d'un effet self à un effet capacité, auquel cas l'impédance est *antirésonnante*.

Dans l'un ou l'autre cas, la fréquence pour laquelle le courant traversant est en phase avec la tension appliquée est appelée fréquence de résonance.

8. — Notations.

Nous désignerons par Ω une pulsation fixe arbitrairement choisie qui sera généralement la pulsation de résonance lorsque nous considérerons un système oscillant, et par ω une pulsation variable quelconque. Nous utiliserons comme grandeur variable le rapport.

$$\xi = \frac{f}{F} = \frac{\omega}{\Omega}$$

déjà défini au § 4, et nous poserons, au voisinage de $\omega = \Omega$.

$$\xi = 1 + \varepsilon.$$

Enfin, nous rapporterons les valeurs de tous les éléments (selfs capacités, résistances) constitutifs d'un circuit, à la valeur de l'une des inductances l figurant dans ce circuit. On peut, en effet, représenter :

par Kl la valeur d'une autre inductance;

par $m\Omega$ la valeur d'une résistance;

par $\frac{p}{l\Omega}$ la valeur d'une capacité.

k, m, n , étant de simples coefficients numériques.

9. — Impédance d'un élément.

Parmi les éléments constitutifs d'un circuit, les plus simples que nous ayons à considérer sont :

a) les résistances ohmiques indépendantes de la fréquence

$$z = m l \Omega,$$

b) les résistances variables avec la fréquence sont de la forme :

$$z = l \Omega [m + f(\epsilon)]$$

la fonction f étant généralement de la forme $K\sqrt{1+\epsilon}$.

Si l'on se limite, comme ce sera toujours le cas ultérieurement, aux petites valeurs de ϵ , l'on peut négliger les termes en $\epsilon^2, \epsilon^3 \dots$ dans le développement de $f(\epsilon)$, et écrire, au voisinage de la fréquence Ω :

$$z = l \Omega [n + n'\epsilon].$$

c) l'impédance d'une self résistante est de la forme :

$$z = l \Omega [n + (m + j)\epsilon],$$

d) enfin, l'impédance d'une capacité est :

$$z = -\frac{mj l \Omega}{\epsilon} = -\frac{mj l \Omega}{1 + \epsilon}.$$

Dans les formules ci-dessus, m et n sont des coefficients purement numériques.

10. — Composition de deux éléments.

Eléments en série. Nous laissons de côté, conformément aux indications du paragraphe 8, l'association de deux éléments de même nature, dont l'impédance aura la même forme que celle de chacun de ces deux éléments constitutifs.

Si, d'autre part, on prend pour forme générale de l'impédance d'une inductance celle de l'inductance *résistante* (ce sera toujours le cas en pratique), les associations en série non réductibles à un élément se réduisent à deux seulement :

a) la résistance en série avec une capacité, dont l'impédance est :

$$z = l \Omega \frac{n\epsilon - j}{\epsilon}.$$

b) le système self-capacité en série, type de l'impédance résonnante :

$$z = l\Omega \frac{\xi[n + \xi(m+j)] - j}{\xi}$$

expression dans laquelle Ω désigne obligatoirement la pulsation de résonance

Éléments en parallèle.

Les associations non réductibles de deux éléments en parallèle comprennent :

la self shuntée, d'impédance

$$z = l\Omega \frac{n'[n + \xi(m+j)]}{n + n' + \xi(m+j)}$$

la capacité shuntée

$$z = - \frac{jnl\Omega}{n\xi - j}$$

le système self-capacité en parallèle, type de l'impédance antirésonnante :

$$z = -j\Omega \frac{n + \xi(m+j)}{\xi[n + \xi(m+j)] - j}$$

(dans cette formule, Ω est obligatoirement la pulsation de résonance).

11. — *Simplification des formules ci-dessus au voisinage de $\xi = 1$.*

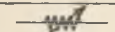
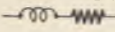
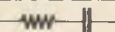
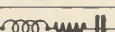
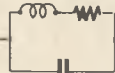
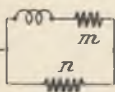
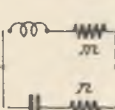
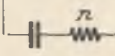
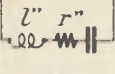
Au voisinage de la résonance, ou de $\xi = 1$ pour les circuits non oscillants, on peut poser

$$\xi = 1 + \varepsilon.$$

La quantité ε étant petite, on peut négliger dans les formules ci-dessus les termes du 2^e ordre en ε ; si, en outre, l'on suppose, comme c'est d'ailleurs toujours le cas pour les circuits utilisés dans la constitution des cellules que les résistances propres des inductances et leur variation avec la fréquence sont faibles, les quantités m et n sont petites et l'on peut négliger sans erreur sensible les termes en $m\varepsilon$, $m\varepsilon^2$...; m^2 , mn ... etc.

Ces hypothèses seront toujours exactes lorsque nous étudierons les phénomènes dans la bande amplifiée et au voisinage de cette bande, et les formules ci-dessus peuvent alors être considérablement simplifiées, tout en conservant une approximation qui dépasse en général les besoins de la pratique.

Le tableau ci-dessous donne les valeurs approchées des impédances des diverses combinaisons à deux ou trois éléments, en fonction du désaccord relatif

Schema de la combinaison	Observations	Valeur de l'impédance
		$n \, l \, \omega$
	se réduit à $n \, l \, \omega$ si n est petit	$l \, \omega [n + n' \epsilon]$
		$-j \, l \, \omega [1 - \epsilon]$
		$l \, \omega [m + j(1 + \epsilon)]$
		$l \, \omega [n - j(1 - \epsilon)]$
		$l \, \omega [m + 2j \epsilon]$
		$\frac{l \, \omega [1 - j m]}{m + 2j \epsilon}$
	n non petit	$\frac{-n j \, l \, \omega}{n(1 + \epsilon) - j}$
		$n \, l \, \omega \frac{m + j(1 + \epsilon)}{m + n + j(1 + \epsilon)}$
	n petit	$l \, \omega \frac{1 + j(n - m)}{n + m + 2j \epsilon}$
	$n = m$	$\frac{l \, \omega}{2} \times \frac{1}{m + j \epsilon}$
	$l' = K l \quad l'' = (1 - K) l$ $r' = K m \, l \, \omega$ $r'' = (1 - K) m \, l \, \omega$	$K l \, \omega \frac{(m + j)(1 + \epsilon)(m + 2j \epsilon) - j}{m + 2j \epsilon}$
	d^0 , mais pour $K = \frac{1}{2}$ (m petit)	$\frac{l \, \omega}{4} \times \frac{1 - 2 \epsilon}{m + 2j \epsilon}$

$$\varepsilon = \frac{\omega - \Omega}{\Omega}.$$

Dans ce tableau, les résistances marquées d'une flèche sont supposées variables avec la fréquence.

Ces formules, utilisées en tenant compte des réductibilités indiquées au paragraphe suivant, simplifient beaucoup le calcul de l'impédance d'un circuit de complexité quelconque, pour des pulsations voisines de Ω .

12. — Association et réductibilité.

Un élément de circuit compris entre A et B, quelle que soit sa

complexité, peut toujours être schématisé en disposant un nombre convenable de points de jonction $P_1, P_2, \dots, P_n$, et en les joignant par des segments représentant les impédances constitutives (figure 11).

L'impédance de l'élément de circuit AB ainsi schématisé se calculera à l'aide des lois de Kirchhoff généralisées, et sera par conséquent une *fonction rationnelle* des impédances des éléments constitutifs représentés par les segments du schéma, donc, en définitive, fonction rationnelle de ξ ou de ε .

Certaines remarques permettent de simplifier le calcul en réduisant à une seule des combinaisons qui paraissent au premier abord différentes.

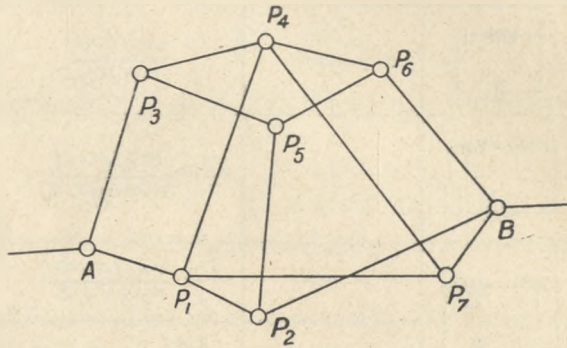


Fig. 11.

Si l'on écarte les associations d'éléments simples de même nature, dont la réductibilité a déjà été signalée, on remarque en outre :

a) qu'un nombre quelconque de circuits résonnants en série est assimilable à un circuit résonnant; il suffit, en effet, d'intervertir l'ordre des éléments en série pour grouper toutes les capacités en une capacité et toutes les selfs en une self.

b) Lorsque des circuits antirésonnants sont également bien réalisés (même valeur de m), leur association en parallèle équivaut à un seul circuit antirésonnant.

Il en est encore pratiquement ainsi, lorsque les circuits antirésonnants n'étant pas également bien réalisés, mais présentant tous de faibles pertes, on considère le phénomène au voisinage de la résonance à l'approximation près faite au paragraphe précédent.

L'on peut donc dire que, pour que les circuits résonnants se réduisent à un seul par association en série, et qu'en général des circuits antirésonnants associés en parallèle sont réductibles à un circuit antirésonnant.

13. — Circuits symétriques.

Nous avons signalé au § 5 l'intérêt qu'il y avait à ne considérer que des courbes d'amplification symétriques; la fonction qui représente l'amplification relative ne renferme alors que les puissances paires de ε .

Si l'on constitue la cellule d'un amplificateur par un certain nombre de circuits de type donné assemblés selon un schéma également donné, il est souvent possible, lorsque les paramètres définissant la grandeur des divers éléments de chaque circuit ne sont pas déterminés, de choisir ces paramètres de manière à annuler les coefficients des termes en ε , $\varepsilon^3 \dots$ dans l'expression de A_n sous forme de fonction rationnelle de ε . Cette méthode de détermination de fonctions amplificatrices symétriques conduit toutefois à de sérieuses difficultés d'application, étant donné le degré généralement élevé des relations algébriques qu'il peut établir entre les paramètres ci-dessus, et le nombre de ces paramètres.

Une solution beaucoup plus élégante de ce problème consiste à n'employer comme éléments constitutifs des circuits complexes constituant la cellule, que des impédances de la forme :

$$\frac{a + bj\varepsilon}{c + dj\varepsilon}$$

On a en effet :

$$|\Pi_i(a_i + b_i j\varepsilon)|^2 = \left\{ \left(\Pi_i a_i - \sum \frac{b_m b_n}{a_m a_n} \Pi_i a_i \varepsilon^2 + \dots \right)^2 + \left(\sum \frac{b_m}{a_m} \Pi_i a_i \varepsilon - \sum \frac{b_m b_n b_p}{a_m a_n a_p} \Pi_i a_i \varepsilon^3 + \dots \right)^2 \right\}$$

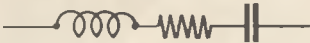
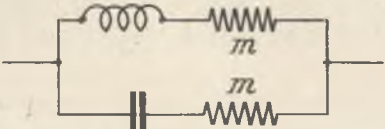
le carré du module d'un produit quelconque de facteurs de la forme $a + bj\varepsilon$, de la somme de produits analogues, et enfin d'une fonction rationnelle de ces facteurs est donc toujours *une fonction paire* de ε .

Nous appellerons *circuits symétriques* les circuits ne renfermant que des impédances de la forme

$$\frac{a + bj\varepsilon}{c + dj\varepsilon}$$

et nous utiliserons exclusivement ces impédances dites symétriques.

Si l'on se reporte au tableau du § 12, l'on voit que les impédances symétriques se réduisent aux éléments ci-dessous

Schéma	Impédance
	$n l \Omega$
	$l \Omega (m + 2j\epsilon)$
	$\frac{l \Omega}{2} \times \frac{1}{m + j\epsilon}$

Les éléments simples que nous aurons à associer pour constituer des cellules symétriques, se réduisent donc à trois types : un élément apériodique, un élément résonnant et un élément antirésonnant.

Il peut sembler *à priori* peu avantageux d'utiliser exclusivement comme élément antirésonnant un circuit comportant une résistance dans la branche capacité, et d'acheter ainsi la symétrie au prix d'un rendement moins bon. Nous verrons qu'en fait l'introduction de cette résistance qui serait gênante si l'on n'utilisait qu'un circuit antirésonnant dans le circuit anodique de la lampe, et diminuerait alors l'amplification, ne présente aucun obstacle à la réalisation de circuits complexes extrêmement satisfaisants au double point de vue de la distorsion et de la sélection. Il n'y a donc aucun inconvénient réel à réaliser la symétrie de la courbe d'amplification par l'emploi exclusif de circuits symétriques.

14. — Remarques diverses.

L'impédance d'une cellule devant être beaucoup plus grande dans la bande amplifiée qu'à l'extérieur de cette bande, toute cellule comportera au moins un circuit antirésonnant non associé en parallèle avec un circuit résonnant.

Il y a lieu de remarquer, d'autre part, que certaines combinaisons, bien que théoriquement satisfaisantes ne sont pas susceptibles d'application, pour des raisons pratiques évidentes.

En particulier, l'impédance d'un circuit résonnant diminuant beaucoup plus lentement, au voisinage de la résonance, que n'augmente l'impédance d'un circuit antirésonnant, la compensation de l'excès de sélectivité d'un circuit antirésonnant simple, que l'on pourrait obtenir par l'adjonction d'un élément résonnant placé en série, est toujours insuffisante ; il n'est, en effet, pas possible, avec les

valeurs pratiquement réalisables pour les selfs, qui doivent être utilisées notablement au-dessus de leur longueur d'onde propre, de donner à cet élément résonnant compensateur une forte impédance pour un faible écart de part et d'autre de la résonance.

Pour la même raison, les montages comprenant un circuit anti-résonnant en parallèle avec un élément résonnant, sont pratiquement assimilables à ce dernier, et ne présentent de ce fait aucun intérêt.

CHAPITRE III.

FORME DES FONCTIONS REPRÉSENTANT L'AMPLIFICATION. DISTORSION DUE AU SYSTÈME D'ACCORD.

15. — Données générales.

Conformément aux indications des chapitres précédents, les fonctions représentant l'amplification d'un amplificateur de bande à 2 étages identiques seront de la forme :

$$\frac{P(\varepsilon^2)}{Q(\varepsilon^2)},$$

P et Q étant des polynômes.

Si 2λ est la largeur relative de la bande amplifiée, la fonction réduite correspondant à la précédente, avec une amplification initiale égale à l'unité et une largeur de bande égale à 2 sera de la forme :

$$A = \frac{x^2 P_1(x^2) + 1}{x^2 Q_1(x^2) + 1}$$

où P_1 et Q_1 sont des polynômes en

$$x^2 = \frac{\varepsilon^2}{\lambda^2}.$$

Pour que l'amplification pour de grandes valeurs de x (c'est-à-dire loin de la bande utile) n'ait qu'une faible valeur, il est nécessaire que P_1 soit de degré inférieur ou au plus égal à Q_1 , et, dans ce dernier cas, que le coefficient du terme de degré le plus élevé de P_1 soit beaucoup plus petit que le coefficient du terme de même degré dans Q_1 .

Si le degré de $x^2 Q_1(x^2)$ est $2n$, A sera une fonction algébrique de degré $2n + 1$; nous étudierons successivement les fonctions A de degré 3, 5 et 7, correspondant respectivement à des cellules comprenant 1, 2, ou 3 éléments antirésonnants (ou à des combinaisons de même complexité).

D'autre part, pour que A puisse réellement représenter l'amplifi-

oation d'une cellule, il faudra que son numérateur et son dénominateur représentent chacun le carré du module d'une fonction complexe; nous la déduirons des conditions d'inégalité que devront remplir les coefficients de P_1 et Q_1 .

16. — *Nature et classification des courbes d'amplification.*

Si l'on écrit ;

$$A = \frac{1 + a_1 x^2 + \dots + a_n x^{2n}}{1 + b_1 x^2 + \dots + b_p x^{2p}} \quad (p \geq n).$$

On remarque que la valeur de la dérivée seconde de A pour $x = 0$ est $2(a_1 - b_1)$; le signe de la quantité $(a_1 - b_1)$ indiquera donc si la fonction A présentera un minimum, un palier ou un maximum à l'origine.

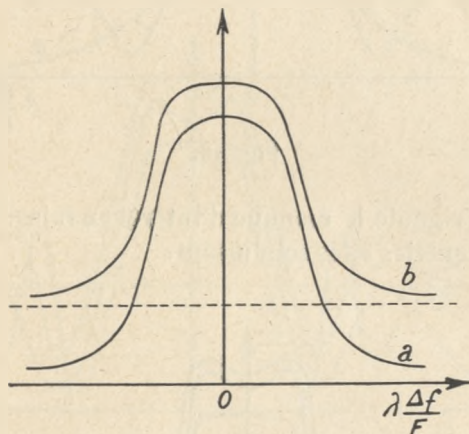


Fig. 12.

Le nombre des maxima et minima de A , en dehors de l'origine, est au plus égal à

$$2(n + p - 1)$$

si $n \neq p$, et à

$$4(n - 1) \quad \text{si} \quad n = p$$

Nous dirons qu'une courbe est de K° espèce, si elle présente $2(K - 1)$ maxima ou minima en dehors de l'origine.

Les courbes de première espèce ont l'allure de la figure 12a si $n < p$ et de la figure 12b si $n = p$ dans ce dernier cas, la valeur de l'amplification à très grande distance de la bande est $\frac{an}{bn}$.

Les figures 13, 14 et 15 indiquent respectivement l'allure des fonctions de 2^e, 3^e et 4^e espèces, à l'exclusion toutefois des courbes présentant au moins deux maxima et deux minima dans la bande, dont

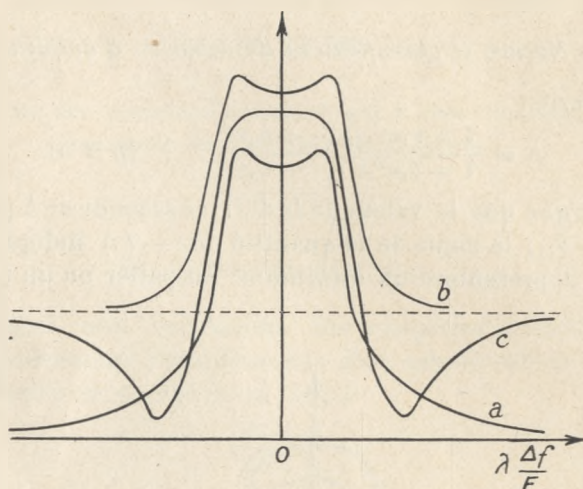


Fig. 13.

nous avons déjà signalé le manque d'intérêt en raison des distorsions irrégulières auxquelles elles conduisent.

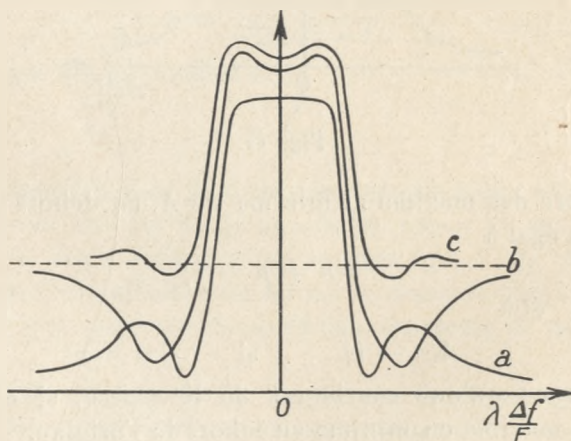


Fig. 14.

Sur toutes ces figures, la courbe *a* est la seule qui corresponde à une amplification nulle à très grande distance de la bande.

17. — Sélectivité et distorsion.

En se reportant au § 3, et en transposant les définitions aux fonctions réduites de la forme précisée aux §§ 15 et 16, l'on voit que, pour les fonctions ne présentant qu'un maximum à l'origine, sans autres maxima dans la bande, la distorsion est :

$$\delta = A(1) - 1$$

elle est négative; pour les courbes comportant deux maxima symétriques dans la bande, la distorsion est positive et a pour valeur

$$\delta = A_M - 1.$$

D'autre part, la sélectivité a pour valeur :

$$\sigma = \frac{1 - A(2)}{A(2)} = \frac{4b_1 + \dots + 4^p b_p - 4a_1 - \dots - 4^n a_n}{1 + 4a_1 + \dots + 4^n a_n}.$$

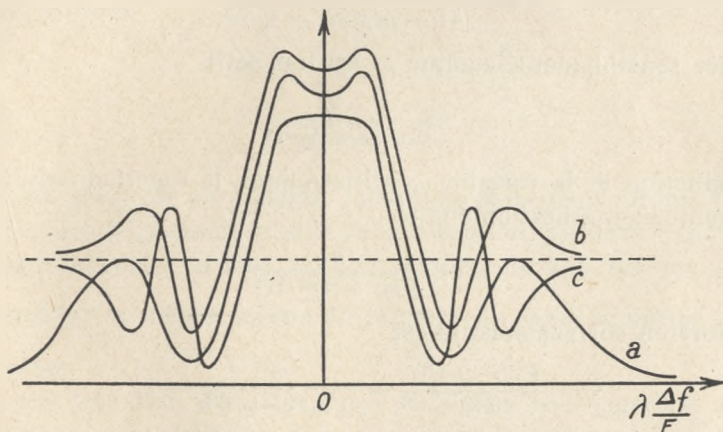


Fig. 15.

18. — Distorsion due au circuit accorde d'entrée.

Nous déterminerons dès maintenant l'importance de cette distorsion, afin de mettre en évidence l'ordre de grandeur de la compensation à prévoir pour l'annuler.

L'impédance du circuit d'entrée, est, au voisinage de l'accord

$$z = l\omega'(m + 2j\epsilon'),$$

la différence de potentiel utile aux bornes du condensateur d'accord est donc :

$$u = \frac{e}{C\omega |z|} = \frac{e}{(1 + \epsilon')\sqrt{m^2 + 4\epsilon'^2}}.$$

e désignant la force électromotrice induite dans ce circuit. Dans ces formules, on a :

$$\varepsilon' = \frac{\Delta f}{f},$$

f désignant la fréquence de l'onde incidente, qui n'est pas nécessairement la même que la fréquence F sur laquelle travaille l'amplificateur ; pour un changeur de fréquence, par exemple, F est beaucoup plus petit que f . On a d'autre part, pour l'amplificateur :

$$\varepsilon = \frac{\Delta F}{F}, \quad \Delta F = \Delta f$$

et, par suite

$$\varepsilon' = \frac{F}{f} \varepsilon = p\varepsilon \quad (p \leq 1).$$

En définitive, la tension utile est

$$u = \frac{e}{(1 + p^2)\sqrt{m^2 + 4p^2\varepsilon^2}}$$

soit très sensiblement, comme $p\varepsilon$ est très petit

$$u = \frac{e}{\sqrt{m^2 + 4p^2\varepsilon^2}}$$

l'introduction de la variable x utilisée dans la fonction réduite qui représente l'amplification donne

$$u = \frac{e}{\sqrt{m^2 + 4p^2\lambda^2 x^2}}$$

la distorsion correspondante est

$$\delta = \frac{u(1) - u(0)}{u(0)} = \frac{m}{\sqrt{m^2 + 4p^2\lambda^2}} - 1,$$

elle est négative et quand en pratique $\frac{p\lambda}{m}$ est petit (quand on utilise un changeur de fréquence), elle a dans ce cas très sensiblement pour valeur

$$\delta = -\frac{2p^2\lambda^2}{m^2}.$$

La distorsion introduite par le système d'accord dépend donc de m — c'est-à-dire de la perfection avec laquelle le circuit d'accord est réalisé et de

$$p = \frac{F}{f}$$

rapport entre la fréquence intermédiaire sur laquelle travaille l'amplificateur, et la fréquence de l'onde incidente.

Comme les amplificateurs de bande comportent des circuits complexes, il n'est pas possible d'envisager leur emploi comme amplificateur HF direct; il serait, en effet, pratiquement impossible d'effectuer d'une manière satisfaisante le réglage des multiples condensateurs qu'ils comportent, en fonction de la longueur d'onde incidente; ils seront donc toujours prévus pour fonctionner sous une fréquence déterminée, et, par suite, utilisés comme amplification de fréquence intermédiaire dans des appareils à changement de fréquence.

Pour qu'un tel amplificateur, réglé une fois pour toutes, compense la distorsion du système d'accord sur toute la gamme de réception, il faut évidemment que, dans toute l'étendue de cette gamme, l'on ait $\delta = \text{constante}$, d'où

$$\frac{p}{m} = \text{constante}$$

pour un circuit d'accord donné, cette quantité est évidemment constante, puisque

$$m = \frac{r}{\Omega}, \quad p = \frac{\Omega}{\Omega'}$$

d'où
$$\frac{p}{m} = \Omega \frac{r}{l},$$

ce n'est plus vrai en général, lorsqu'on passe d'un circuit d'accord, couvrant une gamme partielle de la réception, au circuit couvrant la gamme suivante; il faut, en effet, pour cela que les deux circuits présentent la même valeur du rapport $\frac{r}{l}$, donc *la même constante de temps*.

Il est très loin d'en être ainsi dans tous les appareils du commerce, où l'on s'attache, pour des raisons concernant la sensibilité, à utiliser des circuits d'accord également bien réalisés pour la réception de toutes les gammes partielles; la distorsion due au système d'accord, faible pour les petites ondes, devient alors considérable pour les circuits grandes ondes.

A titre d'exemple, considérons le cas d'un changeur de fréquence couvrant la gamme 100-1500 mètres avec trois circuits d'accord

A	gamme	100 — 300 ^m ,
B	"	200 — 600 ^m ,
C	"	500 — 1500 ^m .

ces circuits étant également soignés, et correspondant à la valeur $m = 0,01$ au milieu de la gamme utile. Si la moyenne fréquence

est réglée sur 60 kilocycles, soit 5.000 mètres, on aura $\lambda = \frac{5}{60}$ et pour chacun des circuits A, B, C, on trouvera

Circuit	A (100 — 300 ^m)	B (200 — 600 ^m)	C (500 — 1500 ^m)
$\frac{p}{m}$	4	8	20
δ	— 0,16	— 0,40	— 0,70

ces chiffres suffisent à mettre en évidence l'importance considérable que prend la distorsion due au système d'accord sur les ondes longues, qui de 16 % — valeur déjà élevée — pour les petites ondes, passe à 70 % sur la gamme 500-1500, déformant ainsi considérablement l'audition par étouffement des notes aiguës.

On comprend ainsi cette constatation expérimentale, faite par de nombreux usagers, que les réceptions sur ondes moyennes faites avec des appareils à haut rendement dont les circuits d'accord sont particulièrement soignés, sont généralement défectueuses au point de vue de la qualité.

Les amplificateurs, de bande permettent de compenser cette distorsion d'une manière très satisfaisante; mais il faut alors étudier les divers circuits couvrant les gammes partielles de l'accord, de manière à obtenir pour tous ces circuits la même valeur du rapport

$\frac{p}{m}$; cela conduit à utiliser des circuits pour grandes ondes beau-

coup plus amortis et partant moins sensibles que les circuits d'accord sur petites ondes. Le défaut est minime, et facile à compenser pour l'utilisation d'un nombre suffisant d'étages sur l'amplificateur.

La figure 16 permet la détermination de ces divers circuits, en donnant la valeur de m à admettre pour une distorsion donnée, la bande à amplifier ayant pour largeur $2\Delta = 10$ key; la quantité

$\frac{p\lambda}{m}$ étant indépendante de la valeur choisie pour la fréquence intermédiaire, la détermination de cette dernière n'entre pas en ligne de compte.

La longueur d'onde figurant en abscisses est celle pour laquelle la résistance du circuit est m/ω ; il sera commode d'adopter pour cette longueur d'onde la valeur moyenne sur laquelle le circuit doit travailler.

L'examen de la figure 16 permet de se rendre compte de la difficulté qu'il y a à réaliser un appareil récepteur couvrant une gamme très étendue, et dont les circuits d'accord présentent la même distorsion. Ainsi, par exemple, si l'on veut réaliser un changeur de fréquence comprenant 5 circuits d'accord couvrant respectivement les gammes

10-30 m, 25-75 m, 66-200 m, 180-540 m, 500-1500 m

ce qui représente une gamme totale de 10 à 1500 m, étant donné

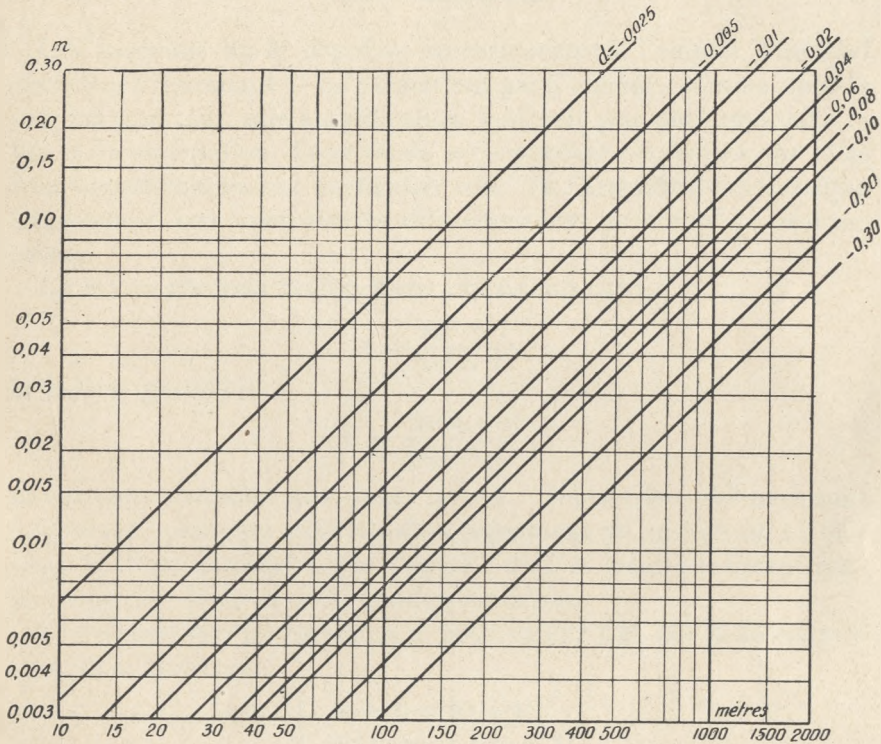


Fig. 16.

que le circuit le plus parfait qu'il soit possible de réaliser sur la gamme 10-30 m correspond à une valeur de m au moins égale à 0,003 sous une longueur d'onde de l'ordre de 15 mètres, nous voyons que le circuit correspondant aux plus grandes ondes devra donner sous 1000 m une valeur de m correspondant à la même distorsion. Or la figure 16 donne pour cette dernière 0,003, et le circuit grandes ondes devra correspondre d'après cette même figure à une valeur de m supérieure à 0,3 : il sera donc extrêmement amorti, et par consé-

quent si l'on veut donner à l'appareil une sensibilité suffisante sur les ondes longues, il faudra le munir d'un amplificateur MF qui, pour la réception des ondes courtes, donnera à l'appareil une sensibilité exagérée. Il sera d'ailleurs facile de diminuer cette dernière, en alimentant la grille de la première lampe, non avec la tension totale K disponible aux bornes du condensateur d'accord, mais avec une fraction de cette tension prise sur un compensateur réglable à trois armatures.

CHAPITRE IV

FONCTIONS AMPLIFICATRICES DU 3^e DEGRÉ.

19. — Généralités.

Les fonctions du 3^e degré — correspondant à l'emploi d'un seul circuit antirésonnant — ne permettent pas d'obtenir, comme nous le verrons plus loin, une amplification tant soit peu uniforme dans la bande de modulation. Leur étude est cependant nécessaire, car elles comportent comme cas particulier celui de l'amplificateur classique à résonance, qui nous servira ultérieurement de terme de comparaison.

La forme générale des fonctions considérées est :

$$A = \frac{ux^2 + 1}{sx^2 + 1},$$

la dérivée première

$$A' = \frac{2x(u - s)}{(sx^2 + 1)^2},$$

ne pouvant s'annuler que pour $x = 0$, les courbes obtenues sont toujours de première espèce ; elles présentent un maximum à l'origine, et il est nécessaire que l'on ait $u \leq s$ pour que l'amplification à grande distance de la bande soit faible.

En écrivant que la distorsion a pour valeur δ et que la sélectivité est σ , nous trouvons :

$$\begin{cases} (u - s) = \delta(s + 1), \\ 4(s - u) = \sigma(4u + 1), \end{cases}$$

d'où :

$$\begin{cases} u = -\frac{\sigma(1 + \delta) + 4\delta}{4[\delta + \sigma(1 + \delta)]}, \\ s = -\frac{\sigma(1 + 4\delta) + 4\delta}{4[\delta + \sigma(1 + \delta)]}. \end{cases}$$

Pour que A soit le carré d'un module, il faut que u et s soient positifs ; les trois quantités

$$\begin{aligned} & -[\sigma(1 + \delta) + 4\delta], \\ & \delta + \sigma(1 + \delta), \\ & -[\sigma(1 + 4\delta) + 4\delta] \end{aligned}$$

soient de même signe; l'addition des deux premières montre que ce signe est celui de $-\delta$, qui est positif.

On doit donc avoir

$$\frac{-\delta}{1+\delta} < \sigma < \frac{-4\delta}{1+\delta},$$

pour une valeur donnée de la distorsion, la sélectivité est donc comprise entre deux limites, d'autant plus resserrées que la distorsion est plus faible; la sélectivité maximum est obtenue en se rapprochant de la limite supérieure $\frac{-4\delta}{1+\delta}$, qui correspond à $u = 0$ et donne

$$\Lambda = \frac{1}{\frac{-\delta}{1+\delta} x^2 + 1} = \frac{1}{\frac{\delta x^2}{4} + 1}.$$

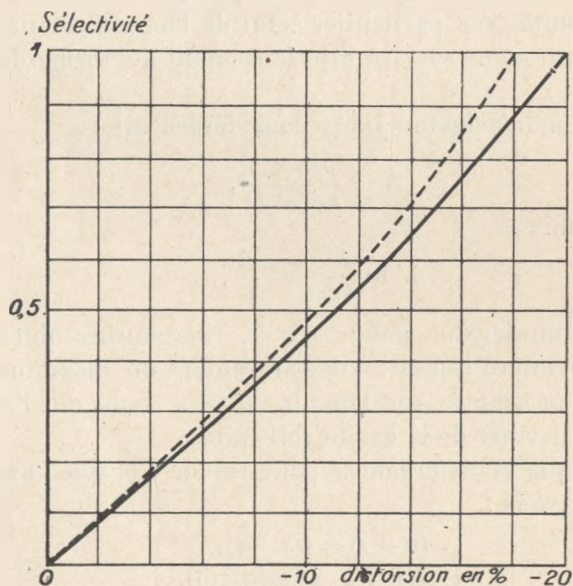


Fig. 17.

20. — Résultats.

La fonction ci-dessus, qui correspond à la meilleure disposition qu'il soit possible d'adopter pour un amplificateur à résonance équipé avec circuits symétriques, montre à quel point un appareil de ce genre est imparfait. La courbe de la figure 17, qui traduit la relation

$$\sigma = \frac{-4\delta}{1+\delta},$$

montre que la sélectivité et la distorsion varient dans le même sens, toute augmentation de sélectivité entraînant une exagération de la distorsion.

L'on voit sur la figure 17 que, en tolérant une distorsion de -- 10 0/0, déjà importante, la sélectivité est seulement 0,44 : une émission distante de 10 kilocycles de l'émission à recevoir, est reçue avec une intensité 1,44 fois moindre. Si l'on essaie de réduire la distorsion, la sélectivité est encore plus réduite.

Ces résultats sont relatifs à un amplificateur à deux étages ; pour n étages, la distorsion Δ et la sélectivité Σ seraient :

$$\Delta = (1 + \delta)^{\frac{x}{2}} - 1,$$

$$\Sigma = (1 + \sigma)^{\frac{x}{2}} - 1.$$

L'examen de la courbe en pointillé de la figure 17, relative à 4 étages, montre que l'augmentation du nombre des étages n'apporte qu'une amélioration insignifiante à la sélectivité, pour les faibles valeurs de la distorsion.

CHAPITRE V

FONCTIONS AMPLIFICATRICES DU 5^e DEGRÉ.

21. — Données générales.

La forme générale des fonctions réduites considérées est :

$$A = \frac{rx^3 + ux^2 + 1}{vx^4 + sx^2 + 1}$$

la dérivée, en dehors de l'origine, s'annule pour :

$$(rs - uv)x^4 + 2(r - v)x^2 + u - s = 0,$$

l'on peut donc obtenir des courbes de première, deuxième ou troisième espèce selon que cette équation a 0, 2 ou 4 racines réelles.

Les courbes considérées présentent :

un maximum à l'origine pour $u - s < 0$,

un palier à l'origine pour $u - s = 0$,

un minimum à l'origine pour $u - s > 0$.

Pour de grandes valeurs de x — c'est-à-dire loin de la bande à amplifier, — l'amplification tend vers la valeur $\frac{1}{m}$ définie par

$$\frac{1}{m} = \frac{r}{v}.$$

Nous désignerons le paramètre m sous le nom d'affaiblissement à l'infini. Il est clair que pour que l'appareil élimine convenablement les émissions de longueur d'onde notablement différente de celle de l'émission à recevoir, il faut donner à m une valeur suffisamment grande.

22. — Amplificateurs à distorsion négative.

Nous étudions ici le cas où la courbe d'amplification présente un maximum ou un palier à l'origine avec un affaiblissement fini à l'infini et où la distorsion est négative. On a alors :

$$u - s = K,$$

K étant négatif; la courbe rencontre l'asymptote $A = \frac{1}{m}$ aux

points dont l'abscisse est donnée par l'équation :

$$[(m - 1)u + K]x^2 = 1 - m.$$

Comme m doit être beaucoup plus grand que 1, la courbe aura l'allure de la figure 12 b (première espèce) si

$$u > \frac{K}{1 - m},$$

et l'allure de la figure 13 c (2^e espèce) si

$$u < \frac{K}{1 - m}.$$

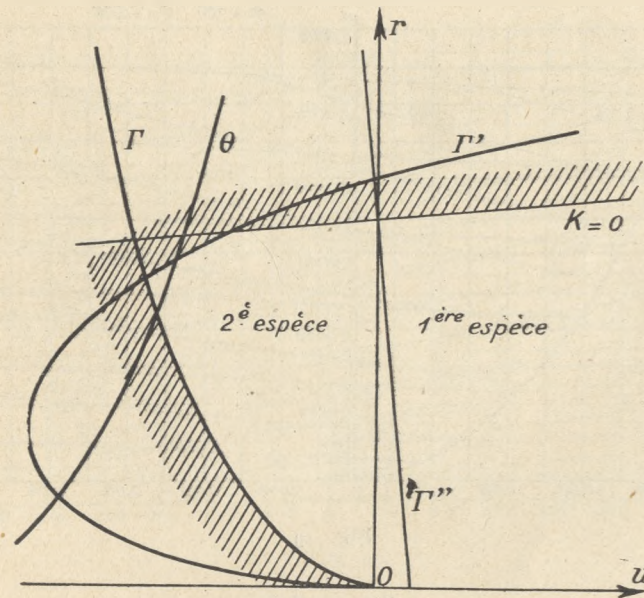


Fig. 18.

Compte tenu des relations

$$v = mr \quad u - s = K,$$

on a d'autre part :

$$(1) \quad \left\{ \begin{aligned} \sigma &= \frac{r(1 - m) + K}{mr + u + 1 - K} \\ \sigma &= \frac{46r(m - 1) - 4K}{46r + 4u + 1} \end{aligned} \right.$$

Lorsque l'on aura à réaliser un amplificateur, l'on s'imposera généralement :

1° l'affaiblissement m à l'infini;

2° la distorsion maximum tolérée δ ;
la première des équations (1) définira alors un faisceau de droites du plan (r, u) :

$$(2) \quad r(m-1+m\delta) = -u\delta - \delta + K(1+\delta).$$

En éliminant K entre les deux équations (1), on trouve un 2° faisceau de droites qui permet de calculer la sélectivité :

$$(3) \quad 4r[(3m-4\sigma)(1+\delta) - 4\delta - 3] = 4u[\delta + \sigma(1+\delta)] + 4\delta + \sigma(1+\delta).$$

D'autre part, pour que A soit le carré d'un module, il faut que l'on ait simultanément :

$$(4) \quad u > -2\sqrt{r},$$

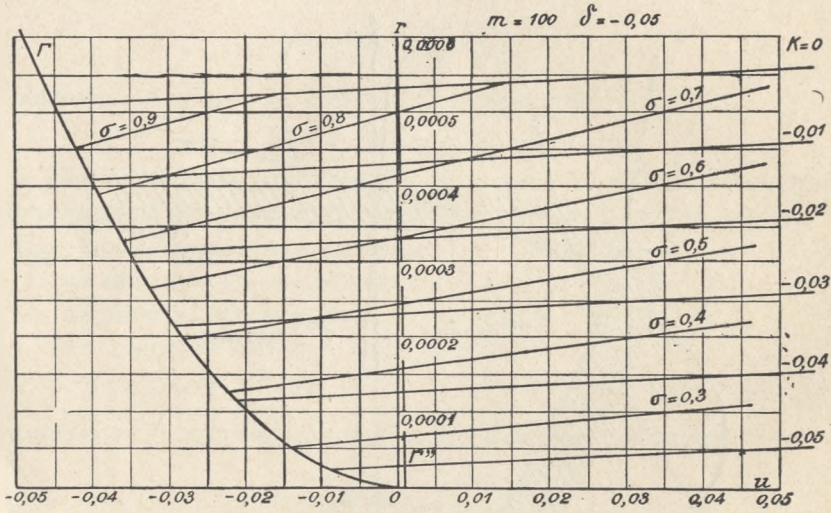


Fig. 19.

et

$$u - K > -2\sqrt{mr},$$

ou encore

$$(5) \quad u > -2(1+\delta)\sqrt{mr} + r(m-1+m\delta) + \delta.$$

Les courbes de première et de 2° espèces sont séparées par la droite

$$(6) \quad r = -u \frac{-\delta}{m-1+m\delta}.$$

Les équations ci-dessus permettent la détermination complète des coefficients de A , pour des conditions de sélectivité, distorsion et amplification à l'infini données. Pour que, compte tenu de la sélectivité du système d'accord loin de la bande, l'étouffement des émissions de longueur d'onde notablement différente de celle de

l'émission à recevoir soit suffisant, il faut donner à m une valeur suffisamment grande de l'ordre de 100 par exemple. Les figures 19 et 20 permettent le calcul des éléments de A pour $m = 100$, et avec des valeurs de la distorsion respectivement égales à — 5 0/0 et — 10 0/0. Sur ces figures, la zone utile est déterminée par les courbes Γ (équation 4)) et Γ' (équation 5) et correspond à la zone non hachurée de la figure schématique 18; la courbe Γ'' répare les fonctions de première et de deuxième espèces.

L'examen des figures 19 et 20 montre que les amplificateurs les plus avantageux au point de vue de la sélectivité, sont ceux dont la courbe d'amplification est de 2^e espèce; suivant la remarque faite

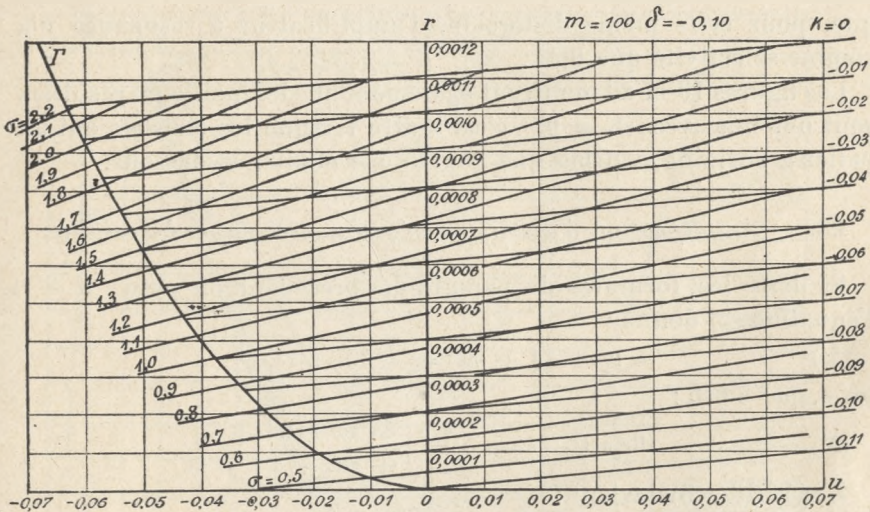


Fig. 20.

au § 3 et précisée par la figure 7, il convient de remarquer que, dans ce cas, la sélectivité peut être meilleure pour les notes graves de l'émission la plus voisine à éliminer que pour les notes aiguës. Pour ces dernières, à la limite de la bande, la sélectivité est :

$$\sigma' = \frac{1 - A(3)}{A(3)} = \frac{81r(m - 1) - 9k}{81r + 9u + 1}.$$

L'amplificateur étouffera de la même manière les notes les plus graves et les notes les plus aiguës de l'émission distante de 10 Kcy de l'émission à recevoir, si l'on a $\sigma' = \sigma$, ce qui donne

$$(7) \quad u = \frac{\delta - 23r\delta - 12r(3r + 1)[m(1 + \delta) - 1]}{36r[m(1 + \delta) - 1] - \delta}.$$

Cette équation définit la courbe Θ représentée schématiquement sur la figure 18, courbe qui caractérise les amplificateurs *uniformément sélectifs*. Pour les valeurs de m et δ adoptées sur les figures 19 et 20, cette courbe tombe en dehors de la zone utile ; pour toutes les fonctions A déterminées par ces figures, la sélectivité σ pour les notes graves est inférieure à la sélectivité pour les notes aiguës.

L'examen des figures ci-dessus montre le progrès considérable réalisé, si l'on compare ces résultats avec ceux que donnerait l'amplification classique à résonance. Pour une distorsion de — 5 0/0, l'on peut, en effet, obtenir ici une sélectivité supérieure à 0,95 — contre 0,21 avec l'amplificateur à résonance ; si l'on tolère une distorsion négative de 10 0/0, l'on pourra pousser la sélectivité à 2,2, tandis que, pour cette même distorsion, l'amplificateur à résonance n'a comme sélectivité que 0,44.

Les figures 19 et 20 montrent également que les meilleurs résultats sont obtenus avec $K = 0$, c'est-à-dire lorsque les courbes ont un palier à l'origine, courbes que nous allons étudier ci-dessous.

23. — Amplification à distorsion négative avec palier à l'origine.

Si dans les formules du paragraphe précédent, on pose $K = 0$ l'équation (2) donne :

$$(2') \quad r(m - 1 + m\delta) = -\delta(u + 1),$$

on a, par suite :

$$(3') \quad -16r[\sigma(1 + \delta) + \delta] = \begin{cases} 4a[4\delta + \sigma(1 + \delta)] \\ + 16\delta + \sigma(1 + \delta). \end{cases}$$

L'inégalité (5) devient :

$$(5') \quad u > -2\sqrt{mr}.$$

Elle est vérifiée *à fortiori* si l'inégalité (4) l'est.

Les courbes de 1^{re} et de 2^e espèces sont *séparées* par la droite $u = 0$.

Les figures 19 et 20 permettent de calculer, en particulier, les valeurs des coefficients de la fonction A lorsque $K = 0$ avec $\delta = -0,05$ et $\delta = -0,10$ pour un affaiblissement à l'infini de l'ordre de ce qu'il est suffisant d'exiger en pratique ($m = 100$). Nous donnons, figure 24, l'allure des courbes pour $\delta = -0,05$ et pour de faibles valeurs de m , avec $K = 0$. Les amplificateurs correspondants ne seraient pas utilisables seuls, mais, en raison de leur grande sélectivité au voisinage immédiat de la bande, ils sont précieux, comme nous le verrons plus loin dans le chapitre consacré à cette catégorie d'appareils, pour la construction d'amplificateurs à étages non identiques.

24. — *Amplificateurs à distorsion négative pour une amplification nulle à l'infini.*

L'on a, dans ce cas :

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \frac{ux^2 + 1}{rx^4 + (u - K)x^2 + 1} \quad K < 0, \\ \delta = \frac{K - r}{r + u + 1 - K} \\ \sigma = \frac{16r - 4K}{4u + 1} \end{array} \right.$$

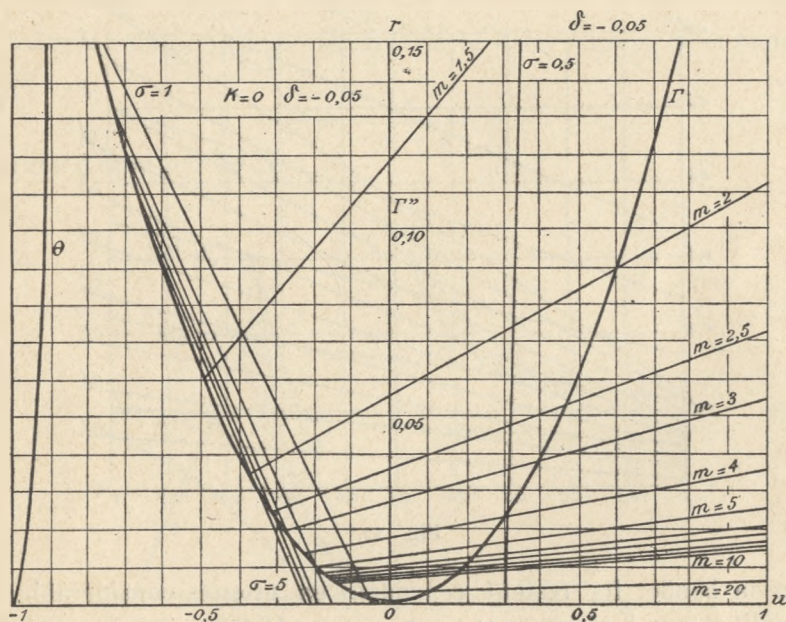


Fig. 21.

Les conditions d'inégalité à vérifier se réduisent à

$$u > 0, \quad r > 0.$$

En écrivant $A' = 0$ et éliminant la solution $x = 0$, l'on trouve l'équation

$$-rux^4 - 2rx^2 + k = 0,$$

qui, étant donné les signes de r , u et K , n'a jamais de racines réelles ; les courbes obtenues sont donc toujours de première espèce.

L'on vérifie aisément que, comme dans le cas précédent, les meilleurs résultats sont obtenus en faisant $K = 0$; la sélectivité

la fonction A est de la forme :

$$A = \frac{rx^4 + ux^2 + 1}{mrx^4 + (u - K)x^2 + 1}$$

K étant positif.

Les équations qui permettent de définir les divers paramètres de A sont alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} A'(1) = 1 \\ A(1) = 1 + \delta \quad \delta > 0 \\ A(b) = 1 \\ \frac{1}{A(b)} = 1 + \sigma, \end{array} \right.$$

la troisième équation donne le carré de la demi largeur de la bande réduite :

$$(8) \quad b^2 = \frac{K}{r(m-1)}$$

et permet d'éliminer b.

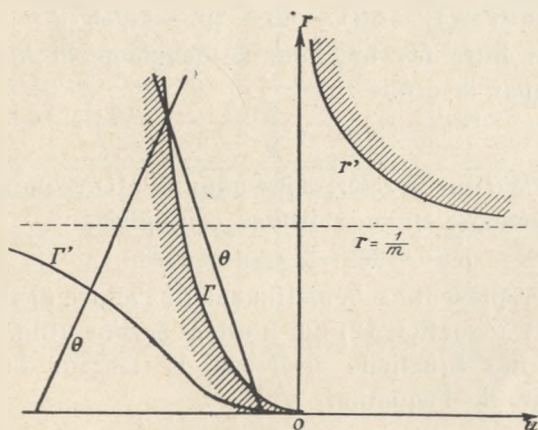


Fig. 23.

26. — Amplificateurs à distorsion positive, pour une amplification non nulle à l'infini.

L'élimination de b entre les équations ci-dessus donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} r(1-m)(u+2) = K(r-1) \\ r[m(1+\delta)-1] = K(1+\delta) - \delta(u+1) \\ \sigma = \frac{12K^2(m-1)}{16K^2 + 4uK(m-1) + (m-1)^2r} \quad K \neq 0, \end{array} \right.$$

enfin, l'élimination de

$$K = \frac{r(1-m)(u+2)}{r-1},$$

entre ces équations donne les équations de deux familles de courbes à sélectivité constante et à distorsion constante, pour une valeur donnée m de l'affaiblissement à grande distance de la bande :

$$(9) \quad r = \frac{\delta}{m(1 + \delta) - 1}$$

et

$$(10) \quad u + 2 = (1 - r) \frac{4\sigma \pm \sqrt{12\sigma(1 - r) + r(m - 1)}}{12r(m - 1 - \sigma) - 4\sigma}.$$

Pour que la solution corresponde au problème posé, il faut que A soit le carré d'un module, ce qui donne :

$$(11) \quad u \geq -2\sqrt{r}$$

d'une part, et, d'autre part

$$u \geq K - 2\sqrt{mr},$$

ou, en tenant compte de ce que pour que K soit positif, il faut que $r - 1$ soit négatif

$$(12) \quad u(mr - 1) \leq 2r(1 - m) - 2(r - 1)\sqrt{mr}.$$

La séparation entre les fonctions de deuxième et de troisième espèce est faite par la droite :

$$r = -\frac{u}{2}$$

Enfin, la courbe θ qui caractérise les amplificateurs uniformément sélectifs, se décompose en deux droites conjuguées :

$$(13) \quad r = -3u - 5 \pm (u + 2)\sqrt{6}.$$

La figure 23 représente schématiquement l'allure des courbes Γ (équation 11) et Γ' (équation 12) qui limitent la zone utile.

Compte tenu des équations ci-dessus, la largeur de la bande réduite se déduira de l'équation

$$b^2 = \frac{u + 2}{1 - r}.$$

Cette largeur réduite est égale à $2\sqrt{2}$ pour tous les points de la droite S d'équation $r = -\frac{u}{r}$ qui sépare les fonctions de deuxième et de troisième espèce. Pour une valeur donnée de r , la largeur minimum de la bande réduite est celle qui correspond au point de rencontre avec la courbe $u = -2\sqrt{r}$; elle a pour valeur :

$$2b = \frac{4}{\sqrt{2 - u}}.$$

La figure 24 permet le calcul numérique des éléments des amplificateurs à distorsion positive dont l'amplification est représentée par une fonction du 5^e degré, pour un affaiblissement à l'infini égal

à 100. Le simple examen de cette figure montre la supériorité très nette de ces appareils sur les amplificateurs à distorsion négative précédemment étudiés. La sélectivité atteint sensiblement 7 pour une distorsion de 10 0/0, tandis que pour la même valeur absolue de la distorsion et la même valeur de l'affaiblissement à l'infini, nous n'avons pu obtenir (figure 20) que 2,2 avec les amplificateurs à distorsion négative.

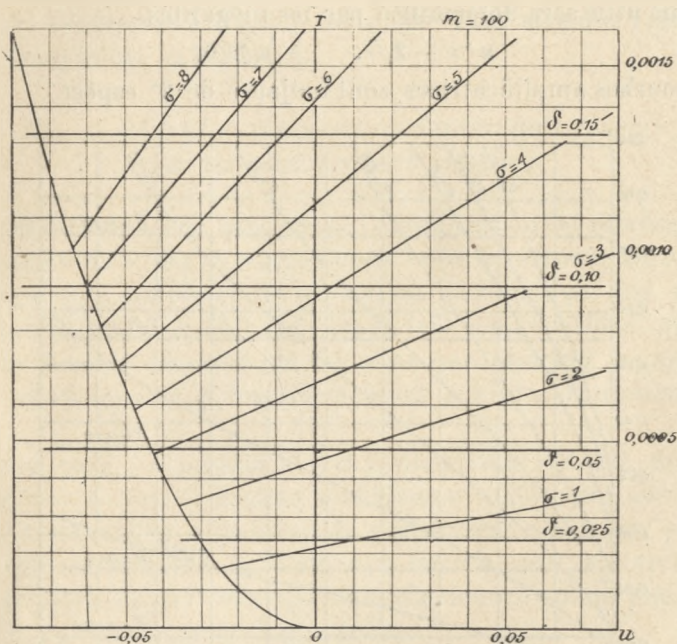


Fig. 24.

27. — Amplificateurs à distorsion positive pour une amplification nulle à grande distance de la bande.

Les fonctions réduites sont alors de la forme :

$$A = \frac{ux^2 + 1}{rx^4 + (u - K)x^2 + 1}, \quad K > 0,$$

et les équations deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} K = r(u + 2), \\ r(u + 1)(1 + \delta) - 2(u + 1) = 0, \\ b^2 = \frac{K}{r} = u + 2, \\ \sigma = \frac{12r(u + 2)^2}{4u(u + 2) + 1}. \end{array} \right.$$

Si l'on élimine la solution $u = -1$, qui ne peut convenir, les courbes d'égale distorsion et d'égale sélectivité ont respectivement pour équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} r = \frac{\delta}{1 + \delta} \\ r = \sigma \frac{4u(u+2) + 1}{12(u+2)^2} \end{array} \right.$$

La zone utile sera déterminée par les inégalités

$$u > -2\sqrt{r}, \quad u > 0.$$

Les courbes amplificatrices sont toujours de 2^e espèce.

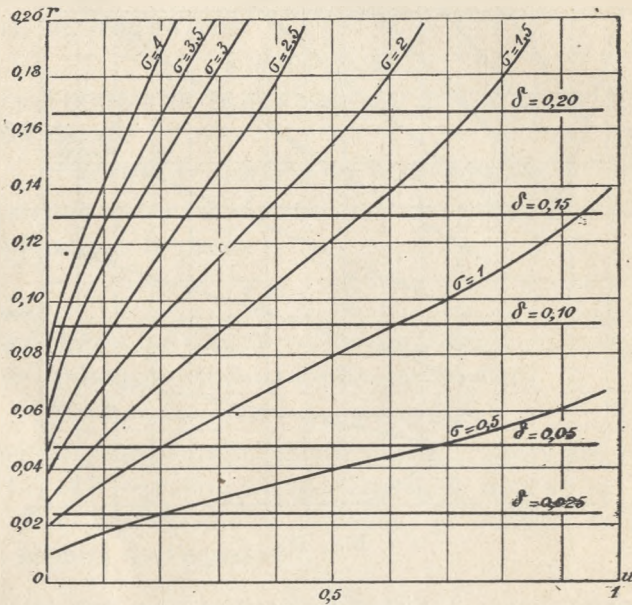


Fig. 25.

Ces propriétés sont traduites par la figure 25, qui permet la détermination numérique des éléments des fonctions correspondantes. La comparaison de cette figure avec la figure 24 montre que, comme pour les amplificateurs à distorsion négative, la nullité rigoureuse de l'amplification à l'infini entraîne une diminution de la sélectivité ; si l'on tolère une amplification à l'infini égale seulement au $\frac{1}{100}$ de l'amplification au milieu de la bande (figure 24), l'on peut obtenir $\sigma = 7$ pour $\varepsilon = 10$ 0/0, tandis que si l'on exige une amplification nulle à l'infini l'on ne peut pas dépasser, avec la même distorsion, $\sigma = 4,36$.

Dans le premier cas, les notes graves de la modulation d'une émission voisine, distante de 10 key de l'émission à recevoir, sont reçues 8 fois moins fortement que les notes graves de cette dernière. Les notes aiguës sont encore mieux éliminées. Dans le second cas, la réception des notes graves de l'émission voisine n'est que 5,36 fois moins forte que celle des notes graves de l'émission à recevoir. La comparaison devient encore plus nette si l'on s'impose une faible valeur de la distorsion; pour $\delta = 2,5 \text{ 0/0}$ par exemple, la sélectivité sera supérieure à 3 pour $m = 100$ et ne sera que 1,16 si l'on annule l'amplification à l'infini.

28. — *Résumé et comparaison des résultats fournis par les amplificateurs ci-dessus.*

Les amplificateurs de bande dont l'amplification est représentée par une fonction du 5^e degré, sont, comme nous le verrons, des appareils de construction simple et de réalisation économique. Les résultats qu'ils permettent d'obtenir sont cependant remarquables, et constituent un progrès considérable sur ceux que donnent les amplificateurs à résonance ou à transformateurs accordés couramment utilisés.

D'autre part, les amplificateurs à distorsion positive étudiés en dernier lieu, s'avèrent comme notablement supérieurs aux amplificateurs à distorsion négative; ils permettent d'obtenir, pour une même valeur absolue de la distorsion tolérée, une sélectivité notablement meilleure, cet avantage étant d'ailleurs d'autant plus marqué que la distorsion tolérée est plus faible.

Cette conclusion se renforce encore, si, au lieu de considérer la distorsion due à l'amplificateur seul, l'on considère celle qui résulte de l'association de ce dernier avec un système d'accord, qui introduit toujours une distorsion négative. Ces deux distorsions s'ajoutent si l'amplificateur est à distorsion négative; elles se retranchent et peuvent même se compenser complètement si l'on utilise un amplificateur à distorsion positive.

Enfin, quel que soit le signe de la distorsion, nous avons vu que l'on améliorerait nettement la sélectivité en tolérant à grande distance de la bande une amplification non nulle; cette propriété, précieuse, comme nous le verrons, pour la construction d'amplificateurs à cellules non identiques entre elles, demande à être précisée.

Si nous considérons tout d'abord les amplificateurs à distorsion négative, pour une valeur non infinie de l'affaiblissement à l'infini,

nous remarquons (fig. 19 et 20) que la meilleure sélectivité est déterminée par le point de rencontre de la droite $K = 0$ avec la branche de parabole définie par l'équation

$$u = -2\sqrt{r}.$$

Les équations du § 22 donnent dans ce cas, comme valeur maximum de la sélectivité :

$$(14) \quad \sigma_m = \frac{16(m-1)\delta^2}{[3\delta + \sqrt{\delta(1+\delta)(1-m)}]^2}.$$

Cette expression est infinie pour $m_1 = \frac{1-8\delta}{1+\delta}$; l'on ne peut, en

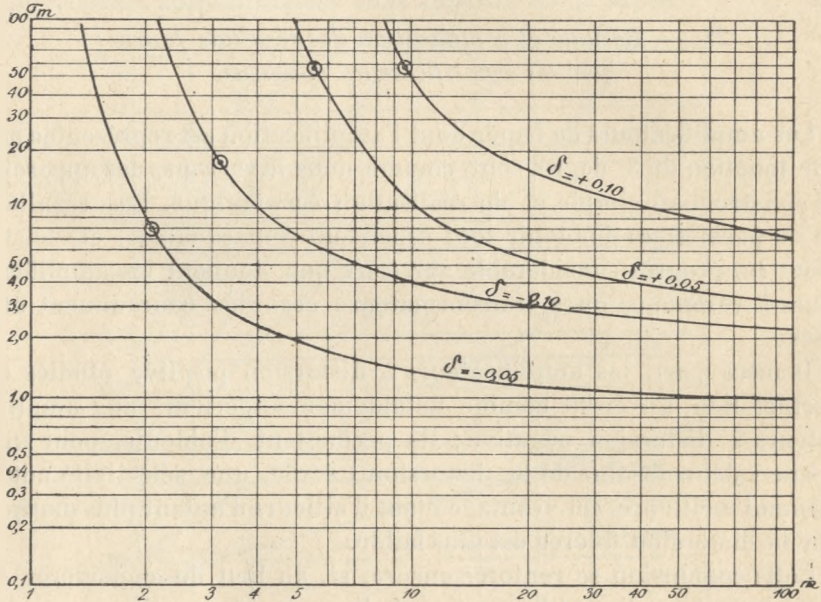


Fig. 26

effet, donner à m une valeur plus petite sans tomber en dehors de la zone utile limitée par la courbe T ou Γ . D'autre part, la valeur de m correspondant au point de rencontre avec la courbe θ de la figure 18 est

$$m_1 = \frac{1 - 19.59\delta}{1 + \delta}.$$

entre $m = m_1$ et $m = m_2$, la sélectivité pour les notes aiguës de l'émission voisine est donc moindre que σ_m qui représente la sélectivité pour les notes graves. De $m = m_2$ à $m = +\infty$, la sélectivité pour les notes aiguës est supérieure à σ_m . Pour $m = m_2$ l'amplificateur est uniformément sélectif.

Pour les amplificateurs à distorsion positive, l'on voit, en se reportant à la figure 24, que la meilleure sélectivité est donnée par le point de rencontre de la droite caractéristique de cette sélectivité avec la branche de parabole $u = -2\sqrt{r}$. Les équations du § 26 donnent alors :

$$(15) \quad \sigma_m = \frac{48\delta(m-1)}{[\sqrt{1+\delta} - \sqrt{m(1+\delta)} - 1]^2},$$

l'on ne peut donner à m , dans cette expression, une valeur inférieure à

$$m_1 = \frac{1 + 49\delta}{1 + \delta}.$$

Pour une valeur inférieure à m_1 , la plus grande sélectivité serait déterminée par la limite de la zone utile. Enfin, l'équation de la courbe θ donnée au paragraphe 27 permet de déterminer le point

$$m_2 = \frac{\delta + 0,0103}{0,0103(1 + \delta)}.$$

La figure 26 représente, pour les amplificateurs à distorsion positive et négative et pour des valeurs absolues de la distorsion respectivement égales à 5 et 10 0/0, la sélectivité maximum σ_m qu'il est possible d'obtenir, en fonction de la valeur de l'affaiblissement m à l'infini. Elle met nettement en évidence l'avantage des amplificateurs à distorsion positive, déjà signalé ci-dessus. Sur ces courbes le point d'abscisse m_2 est entouré d'un petit cercle.

CHAPITRE VI

FONCTIONS AMPLIFICATRICES DU 7^e DEGRÉ

29. — *Données générales*

Les conclusions du chapitre précédent montrent que l'on peut obtenir, à l'aide de cellules relativement simples dont l'amplification est représentée par une courbe du 5^e degré, des résultats très intéressants.

Nous verrons aux chapitres IX et X des exemples de montages simples rentrant dans cette catégorie, et qui sont constitués uniquement par deux circuits antirésonnants symétriques; les amplificateurs usuels à résonance ou à transformateurs ne pourraient soutenir la comparaison avec ces appareils.

Si l'on augmente le nombre des circuits antirésonnants de manière à obtenir une courbe d'amplification du 7^e degré, l'on est conduit à des appareils plus complexes et d'un réglage initial plus délicat, dont l'emploi ne sera par suite justifié que si les résultats obtenus sont nettement meilleurs.

Si nous nous limitons aux amplificateurs avec amplification nulle à l'infini, la forme générale de la fonction réduite est :

$$\frac{rx^4 + ux^2 + 1}{wx^6 + vx^4 + sx^2 + 1}$$

elle dépend de 5 paramètres. L'expression de la distorsion :

$$\delta = \frac{(r - v) + (u - s) - w}{w + v + s + 1},$$

pour les amplificateurs à distorsion positive qui sont ici les seuls intéressants, en vertu de la remarque déjà faite que la distorsion des amplificateurs à distorsion négative s'ajoutant à celle du système d'accord, ne permet pas d'atteindre une faible distorsion totale pour le récepteur, doit donc donner :

$$(r - v) + (u - s) > w.$$

La somme des termes $(r - v)$ et $(u - s)$ doit donc être positive; d'autre part, comme la courbe présente un minimum ou un palier au milieu de la bande, $(u - s)$ doit être positif ou nul.

Nous étudierons d'abord le cas où

$$u - s = 0$$

qui est intéressant en pratique, car il correspond à des courbes ayant une partie plate au centre de la bande. ce qui donne pour les notes basses et moyennes une distorsion pratiquement nulle.

Nous examinerons ensuite les résultats fournis par les appareils pour lesquels

$$r - v = 0.$$

La courbe présente alors, au contraire, deux régions presque horizontales séparées au centre par un minimum très étroit : la distorsion est un affaiblissement des notes très basses seulement.

Enfin, nous établirons les relations qui définissent les valeurs des coefficients de la fonction amplificatrice dans le cas général.

Dans tous les cas ci-dessus, l'équation

$$b^2w - b^2(r - v) - (u - s) = 0$$

définit la largeur $2b$ de la bande; nous supposons, comme précédemment, que les maxima dans la bande ont lieu pour $x = \pm 1$, ce qui donne l'équation :

$$-rw - 2uw + rs - uv - 3w + 2(r - v) + (u - s) = 0.$$

Avant de commencer l'étude des fonctions elles-mêmes, nous étudierons d'abord les conditions d'inégalité que doivent vérifier leurs coefficients pour que cette fonction soit le carré d'un module.

30. — Conditions relatives à la forme modulaire de A .

L'on doit tout d'abord avoir

$$u \geq -2\sqrt{r}$$

pour que le numérateur de A soit le carré d'un module — que les circuits utilisés pour la constitution de la cellule soient ou non symétriques. Le dénominateur, d'autre part est un polynôme du 6^e degré à termes pairs qui doit pouvoir être identifié à une somme de deux carrés de la forme.

$$wx^6 + vx^4 + ax^2 + 1 = w(x^3 + \alpha x)^2 + (\beta x^2 + 1)^2$$

cette identification exige que w soit un carré, donc positif; d'autre part l'on a :

$$2\alpha w + \beta^2 = v, \quad \alpha^2 w + \beta^2 = a$$

l'équation

$$(16) \quad (\lambda - \alpha^2 w)^2 + 8\alpha w = 4v$$

doit donc admettre au moins une racine réelle, qui sera nécessairement inférieure à $\frac{v}{2w}$, pour que l'identification soit possible.

L'équation 16, si l'on y considère α comme un paramètre, et si deux seulement des grandeurs u, v, w sont des variables indépendantes, définit une famille de courbes; le domaine utile pour les valeurs des variables indépendantes est limité par l'enveloppe de cette famille de courbes dont l'équation s'obtient en éliminant α entre (16) et

$$(17) \quad -4\alpha w(\alpha - \alpha^2 w) + 8w = 0,$$

ou, encore, par ses équations paramétriques (16) et (17). α étant alors assujéti à rester inférieur à $\frac{v}{2w}$.

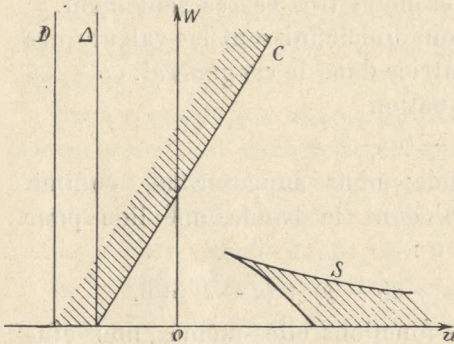


Fig. 27.

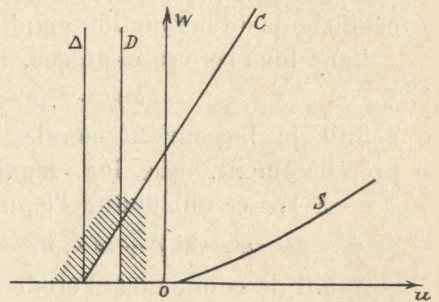


Fig. 28.

31. — Amplificateur à distorsion positive avec palier à l'origine.

Si l'on prend b^2 comme paramètre et u, w comme variables indépendantes, les équations du § 29 deviennent :

$$(18) \quad \begin{cases} r = b^2(u + 2) - 2u - 3, \\ v = b^2(u + 2 - w) - 2u - 3, \\ u(1 + \varepsilon) = 2(u + 2), \\ \sigma = \frac{48b^6w}{4ub^2(4b^4 - 8b^2 + 1) + 32b^6 - 48b^4 + 1}. \end{cases}$$

La zone utile est définie par les 3 conditions suivantes :

1° r doit être positif, d'où

$$(19) \quad u(b^2 - 2) > 3 - 2b^2.$$

2° l'on doit avoir $u > -2\sqrt{r}$, ce qui, toutes réductions faites entraîne :

$$(20) \quad u > -2.$$

3° Enfin, la condition que le dénominateur de A soit le carré d'un module, donne pour limite de la zone utile l'enveloppe définie au paragraphe précédent, dont les équation se décomposent en deux,

celle de la droite

$$(21) \quad u = w - 2$$

et celle de la courbe

$$(22) \quad \left\{ \begin{array}{l} w = \frac{2b^2\alpha - 1 - 3\alpha}{\alpha^2[b^2(1-\alpha) + 2\alpha]}, \\ u = \frac{2b^2(\alpha^2 - \alpha + 1) - 3\alpha(\alpha - 1)}{\alpha[b^2(1-\alpha) + 2\alpha]}. \end{array} \right.$$

Avant d'aller plus loin, il convient de se rendre compte de la forme de la zone utile du plan (u, w) limitée par les inégalités ci-dessus.

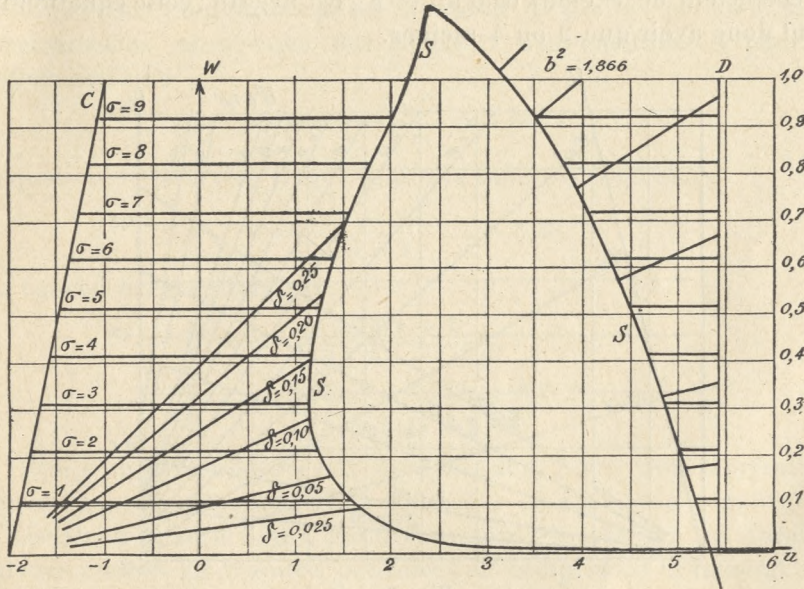


Fig. 29.

En premier lieu, si l'on a

$$b^2 > 2$$

et que l'on trace les droites

$$D \quad \text{d'équation} \quad u = \frac{3 - 2b^2}{b^2 - 2},$$

$$\Delta \quad \text{»} \quad u = -2,$$

$$C \quad \text{»} \quad u = w - 2$$

et la courbe S définie par les équations (21), l'on voit que, la droite D étant toujours à gauche de Δ , la zone utile est limitée aux valeurs positives de w et aux valeurs de u comprises entre C et S, aire non hachurée de la figure 27.

Pour $b^2 = 2$, D et Δ se confondent et la figure conserve le même aspect.

Enfin, si $b^2 < 2$, l'inégalité (19) devient :

$$u < \frac{3 - 2b^2}{b^2 - 2},$$

et la droite D passe à droite de Δ ; la zone utile est alors analogue à celle représentée figure 28.

D'autre part, la position des maxima et minima secondaires est définie par l'équation :

$$[2u + 3 - b^2(u + 2)]x^4 + [3 - b^2(u + 2)]x^2 - 2b^2 = 0,$$

le coefficient de x^4 étant égal à $-r$ est négatif ; cette équation ne peut donc avoir que 2 ou 4 racines.

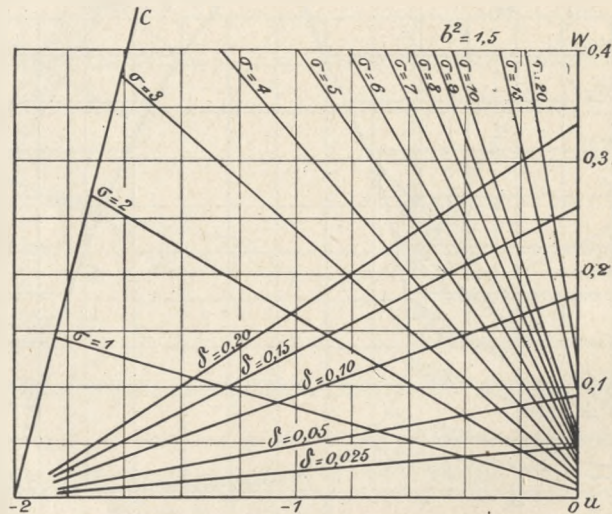


Fig. 30.

Pour que cette équation ait des racines réelles, il faudrait que

$$u < -\frac{2b^2 + 1}{b^2},$$

condition impossible à réaliser dans la zone utile, $\frac{2b^2 + 1}{b^2}$ étant toujours supérieur à 2 pour $b^2 > 1$. Donc l'on ne pourra obtenir que des fonctions de 2^e espèce, dans les hypothèses où nous nous sommes placés.

L'expression de σ , dans les équations (18) montre que les droites à sélectivité constante ont une pente positive quand

$$b^2 > 1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{ou} \quad 1,866$$

leur pente est nulle pour

$$b^2 = 1 + \frac{\sqrt{3}}{2},$$

négative si

$$b^2 < 1 + \frac{\sqrt{3}}{2}.$$

C'est donc dans ce dernier cas qu'elles rencontrent le plus rapidement les droites à distorsion constante, dont la pente est positive : en réduisant la largeur de la bande pour un écart constant entre les maxima, on améliore la sélectivité.

Nous avons tracé figure 29 les faisceaux de droites permettant la détermination numérique des éléments des fonctions A pour la valeur critique

$$b^2 = 1 + \frac{\sqrt{3}}{2} = 1,866$$

l'équation de la droite D qui limite la zone utile est alors

$$u = \frac{2(1 - \sqrt{3})}{\sqrt{3} - 2} = +5,46.$$

La courbe S est définie par :

$$\left\{ \begin{array}{l} w = \frac{2,732\alpha - 1}{\alpha^2[0,134\alpha + 1,866]}, \\ u = \frac{0,732\alpha^2 - 0,732\alpha + 3,732}{\alpha[0,134\alpha + 1,866]}. \end{array} \right.$$

Cette courbe comporte deux branches dont l'une, non représentée sur la figure, tombe hors de la zone utile du côté des u négatifs.

L'examen de cette figure montre un progrès net sur les amplificateurs étudiés au chapitre précédent et comportant également une amplification nulle à l'infini; ainsi pour $\delta = 10$ 0/0, nous pourrions obtenir $\sigma = 6,5$ contre $\sigma = 4,36$ pour les courbes d'amplification du 5° degré. Mais on améliore considérablement ces résultats en diminuant la largeur réduite $2b$ de la bande. Pour $b^2 = 1,5$ par exemple, la valeur maximum réalisable pour la sélectivité est

$$\sigma = \frac{324\delta}{1 + \delta},$$

ce qui, pour $\delta = 5$ 0/0 donne $\sigma = 15,2$ et pour $\delta = 10$ 0/0 permet d'atteindre $\sigma = 29,4$. La figure 30 permet la détermination des éléments des fonctions A correspondant à cette valeur de b^2 .

On améliorerait encore ces résultats, déjà très remarquables, en réduisant encore b^2 ; mais la détermination pratique des éléments des circuits des amplificateurs correspondants conduit alors à des valeurs

de la réactance et de la capacité de ces circuits telles, qu'ils seraient utilisés au voisinage de la longueur d'onde propre des bobinages et ne peuvent être pratiquement employés.

Si l'on se limite à $b^2 = 1,5$, correspondant à la figure 30, valeur pour laquelle il est encore facile de réaliser pratiquement les circuits correspondants, l'on a néanmoins des appareils très supérieurs à ceux étudiés au chapitre précédent; ils sont toutefois plus onéreux et moins faciles à mettre au point.

32. — *Amplificateur de 7^e degré à distorsion positive pour $r - v = 0$.*

Comme nous l'avons indiqué au § 29, ce cas correspond à un affaiblissement des notes très basses seules, et à un affaiblissement des notes extrêmes les plus aiguës, tout le reste étant pratiquement amplifié uniformément.

Dans cette hypothèse, on établit facilement les équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta = \frac{2w}{1 - r - 2w} \\ u = \frac{b^4(1 - r) - r - 3}{2} \\ s = u - b^4w \\ v = r \\ \sigma = \frac{60wb^6}{2rb^2(8b^2 - b^4 - 1) - 2b^6 - 6b^2 + 1} \end{array} \right.$$

Pour que le numérateur de la fonction réduite soit le carré d'un module, il faut avoir $u > -2\sqrt{r}$, ce qui donne :

$$b^4(1 - r) > r - 4\sqrt{r} + 3,$$

$\sqrt{r}$ doit donc être compris entre

$$\frac{3 - b^4}{b^4 + 1} \quad \text{et} \quad 1.$$

D'autre part, la condition relative à la forme modulaire du dénominateur, détermine comme courbes limites la droite D :

$$w = \frac{1 - r}{2}$$

et la courbe S :

$$\left\{ \begin{array}{l} w = \frac{b^4(x - 1) - 3x + 1}{2x^2(b^4 + x)} \\ r = \frac{b^4(x^2 - x + 1) - 3x^2}{x^2(b^4 + x)} \end{array} \right.$$

bande réduite données. Il suffira (figure 32) de multiplier par σ les ordonnées de la droite correspondant à la valeur choisie pour b^2 , ce qui donne une droite (marquée en pointillé) dont le point de rencontre avec la droite caractéristique de la distorsion désirée définit les valeurs cherchées pour w et r ; la solution ne convient que si le point obtenu est compris entre les droites $r = \left(\frac{3 - b^4}{b^4 + 1} \right)$ et $r = 1$, lorsque $b^4 < 3$; pour $b^4 > 3$, la solution convient toujours. On remarquera que pour

$$-2b^6 + 6b^2 - 1 = 0,$$

ce qui donne

$$b^2 = 1,64 \text{ environ,}$$

l'on peut obtenir n'importe quelle sélectivité pour n'importe quelle distorsion (ce qui ne veut pas dire qu'il sera possible de construire réellement une cellule répondant aux valeurs obtenues pour r, u, v, w, s .).

33. — Cas général des fonctions avec distorsion positive du 7^e degré.

Posons :

$$u - s = \mu b^4 w.$$

On trouve aisément :

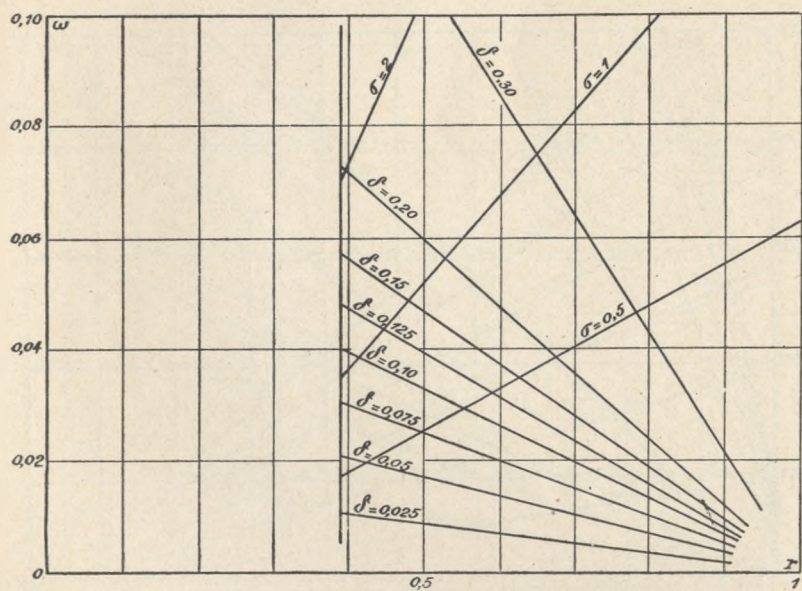
$$\begin{aligned} u &= \frac{r(\mu b^4 + 1) + 3 + 2b^2(\mu - 1) - \mu b^4}{(1 - \mu)b^2 - 2} \\ s &= u - \mu b^4 w \\ v &= r + (\mu - 1)b^2 w \\ w &= \frac{\delta(1 - r)}{(1 + \delta)[2 + (\mu - 1)b^2]} \\ \sigma &= \frac{12wb^6(\mu + 1)[b^2(1 - \mu) - 2]}{4rb^2[b^4(4 - 3\mu) - 8b^2 + 1] - 4\mu b^6 + 8b^4(\mu - 1) + b^2(13 - \mu) - 2} \end{aligned}$$

On retrouvera les formules du § 31 pour $\mu = 0$ et celles du § 32 pour $\mu = 1$.

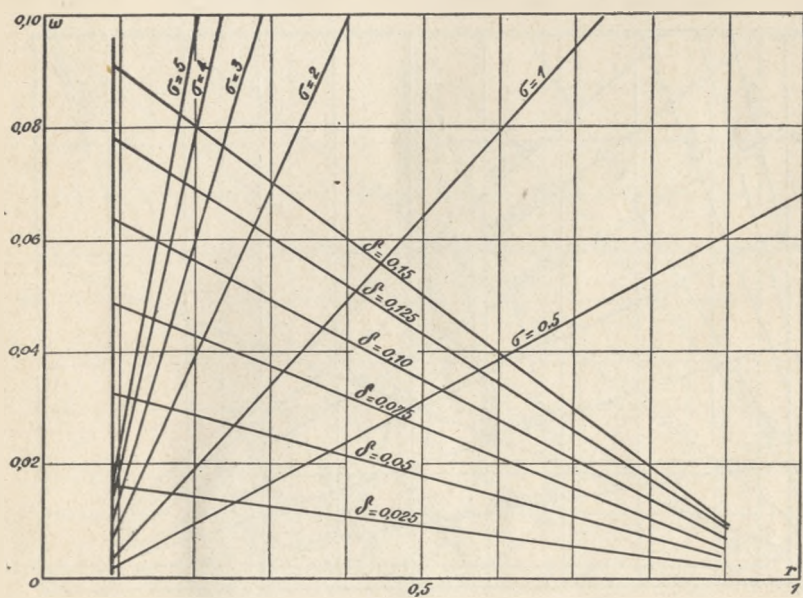
La quantité $u - s$ ne pouvant être négative, on ne pourra donner à μ que des valeurs positives ou la valeur 0, cas déjà étudié.

Etant donné un système de valeurs de σ, δ et b , on trouvera une infinité de fonctions répondant aux conditions posées, et correspondant aux diverses valeurs de μ .

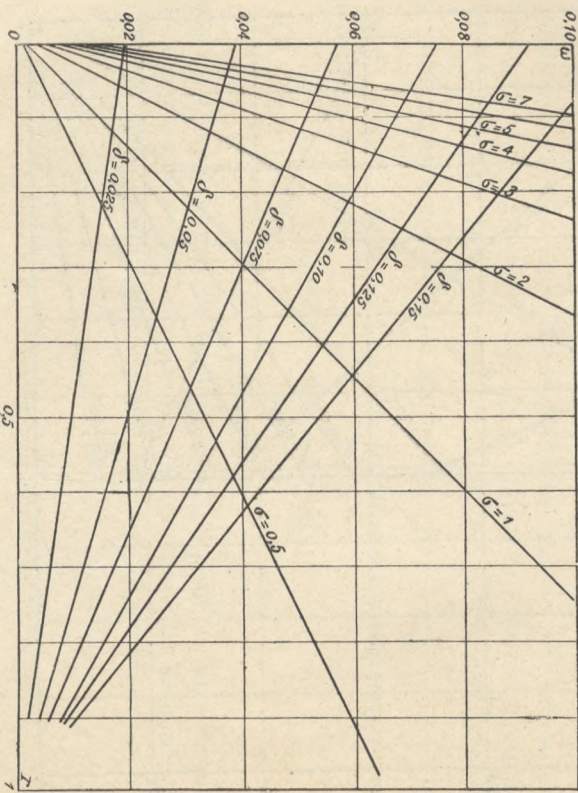
Si l'on se réfère aux paragraphes précédents, on remarque que les résultats les plus intéressants seront obtenus pour des valeurs de μ comprises entre 0 et 1; pour $\mu = 0$, s , valeur qui peut être utilisée dans la majorité des cas, on trouve :



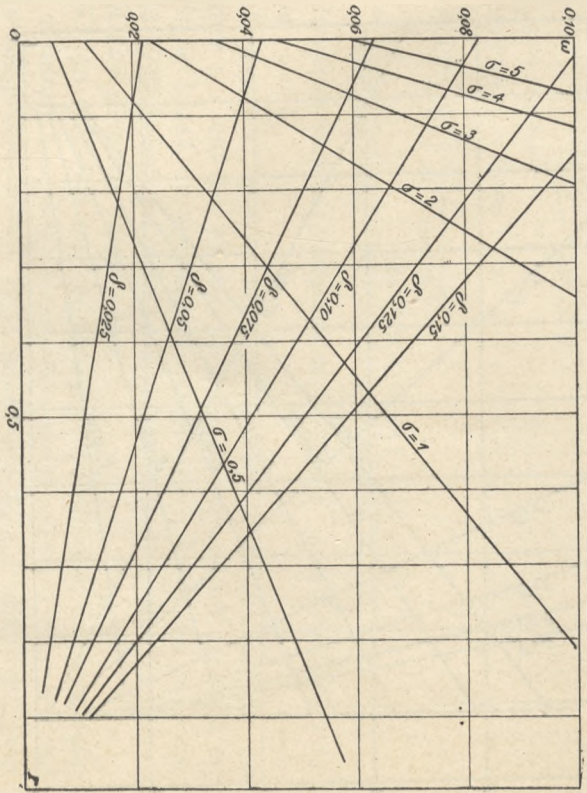
Pl. I.



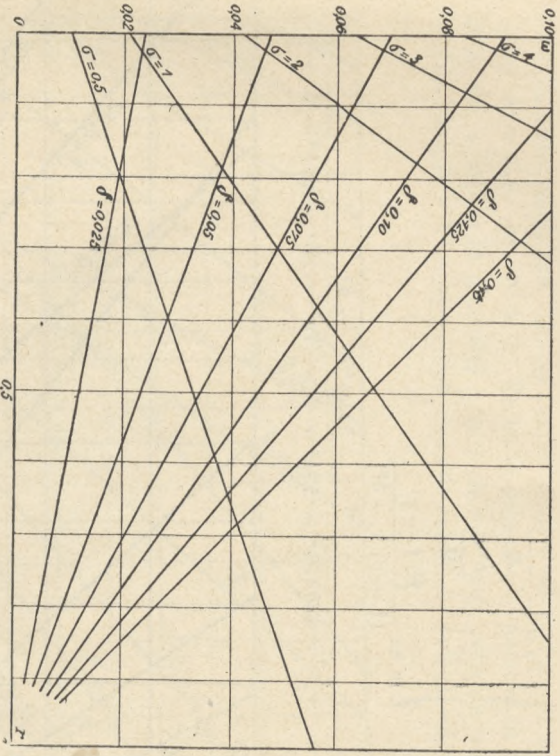
Pl. II.



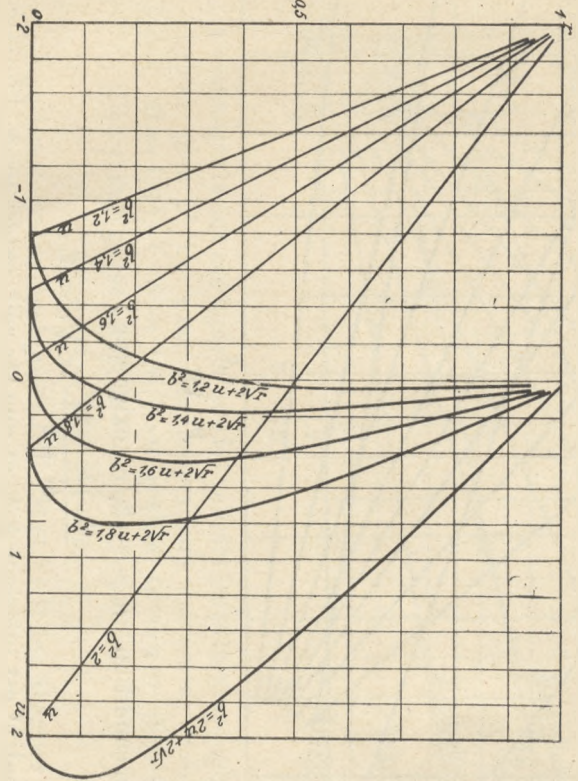
Pl. III.



Pl. IV.

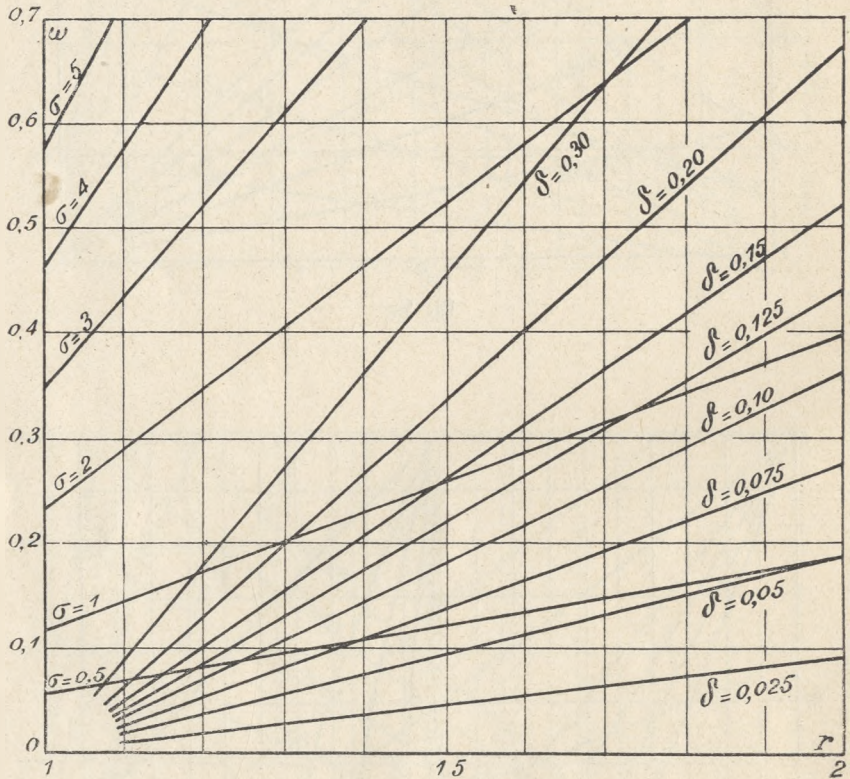


Pl. V.



Pl. VI.

$$\left\{ \begin{aligned} u &= \frac{r(b^4 + 2) + 6 - 2b^2 - b^4}{b^2 - 4} \\ s &= u - \frac{b^4 w}{2} \\ v &= r - \frac{b^2 w}{2} \\ w &= \frac{2\delta(1-r)}{(1+\delta)(4-b^2)} \\ \sigma &= \frac{54wb^6(b^2-4)}{4rb^2(5b^4-16b^2+2)-4b^6-8b^4+25b^2-4} \end{aligned} \right.$$



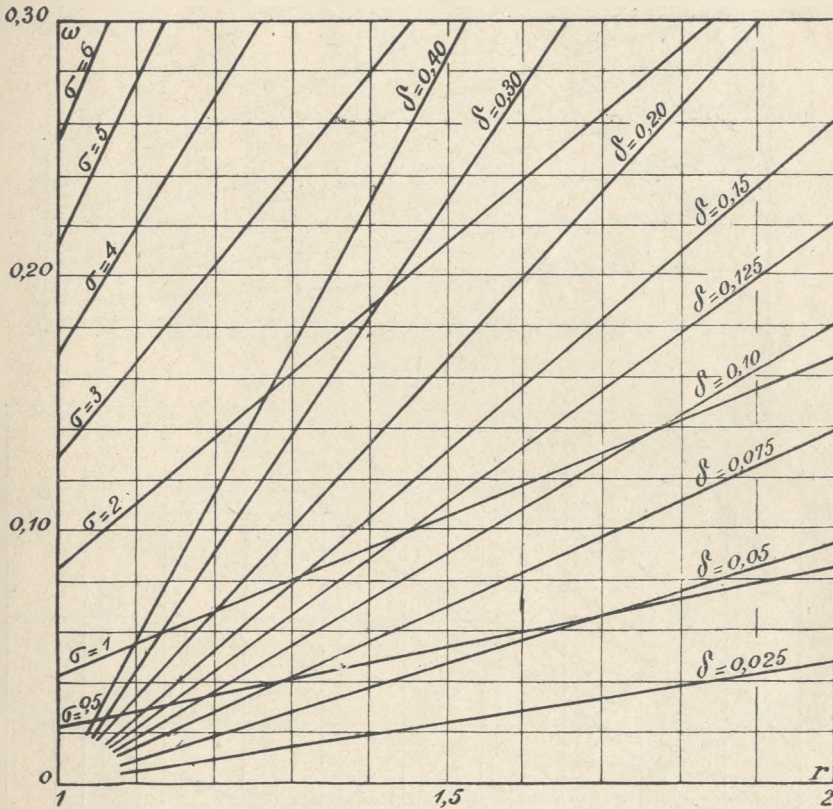
Pl. VII.

La condition $u > -2\sqrt{r}$ exige que :

$$\frac{6 - b^4 - 2b^2}{b^4 + 2} < \sqrt{r} < 1,$$

quand b^2 est inférieur à 4, et que $\sqrt{r}$ soit extérieur à l'intervalle ci dessus pour $b^2 > 4$.

Etant donné l'importance pratique de ces fonctions, nous avons donné à la fin de cet ouvrage (planches I à V) les abaques qui permettent la détermination de w et r pour $b^2 = 1,2$; $b^2 = 1,4$; $b^2 = 1,6$; $b^2 = 1,8$ et $b^2 = 2$. Enfin la planche VI permet la détermination de u et de la quantité $u + 2\sqrt{r}$, qui, comme nous le verrons au chapitre XI, intervient dans le calcul de cellules de type usuel.

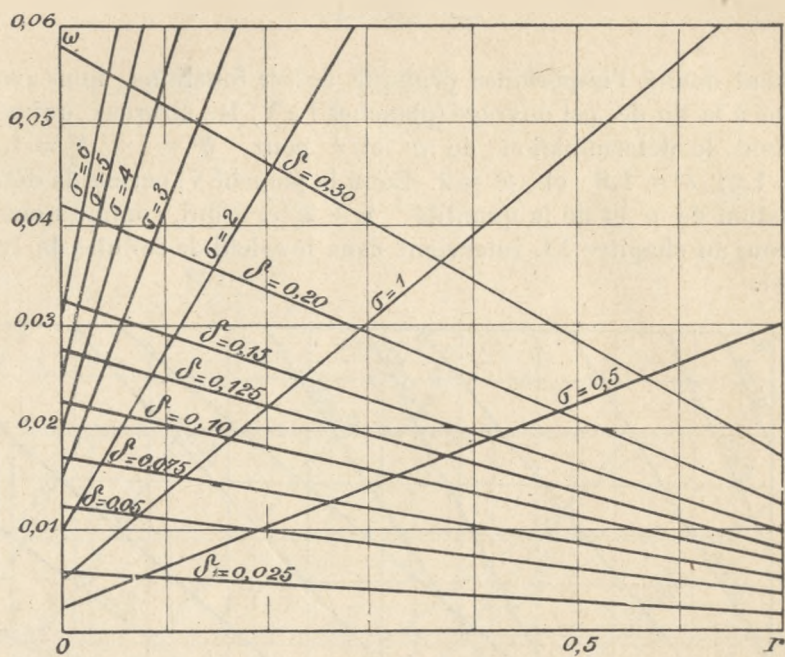


Pl. VIII.

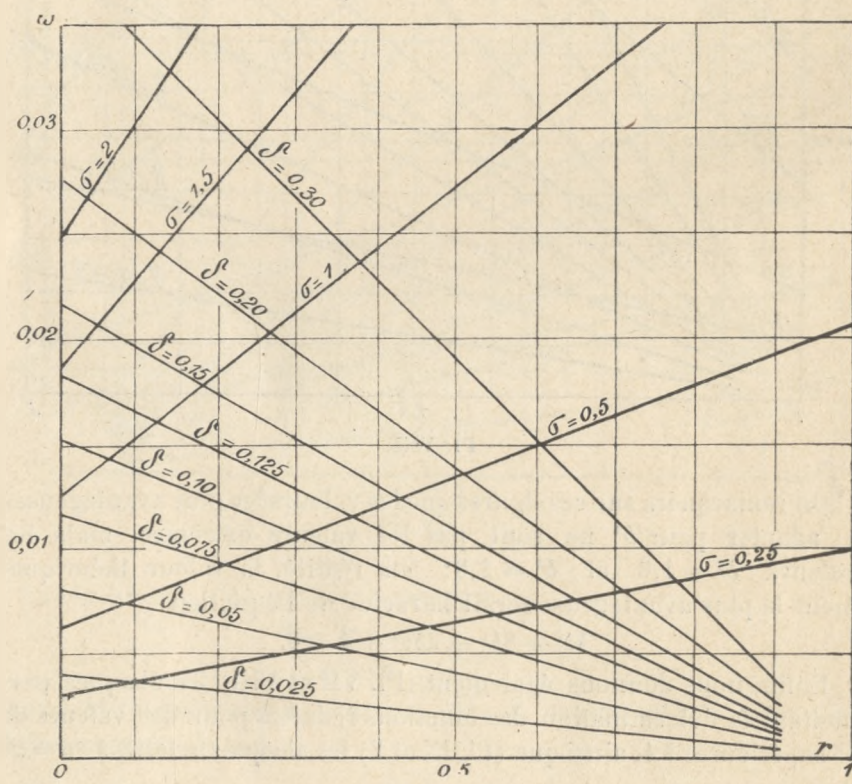
On remarquera sur ces figures que les valeurs les plus avantageuses à adopter pour b^2 ne sont pas les valeurs extrêmes, mais les valeurs $b^2 = 1,6$ et $b^2 = 1,8$; en réalité, la valeur théoriquement la plus avantageuse serait la racine de l'équation

$$4b^6 + 8b^4 - 25b^2 + 4 = 0.$$

Enfin, nous donnons également (Pl. VII et VIII) les abaques permettant la détermination des fonctions réduites pour des valeurs de b^2 supérieures à 4, ainsi que (Pl. IX et X) les abaques relatifs à $\mu = 2$.



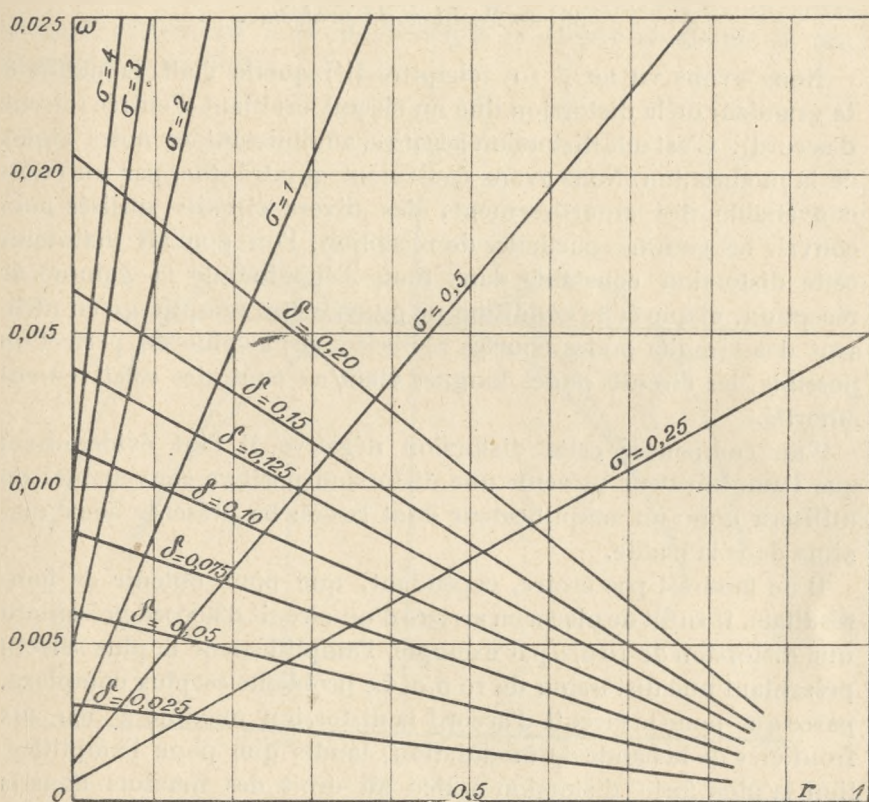
Pl. IX.



Pl. X.

Sur toutes ces figures, l'on n'a pas tracé les limites relatives à la forme modulaire du dénominateur, il faudra donc s'assurer, pour les valeurs trouvées, que la courbe $y = (s - x^2w)^2$ rencontre la droite $y = 4v - 8\alpha w$.

L'examen des planches I à X montre que le progrès sur les courbes d'amplifications du 5^e degré n'est pas aussi grand que l'on pourrait le supposer *a priori*, et notablement inférieure à celui qui a été réalisé



Pl. XI.

pour $u - s = 0$; il faudra donc se rapprocher autant que possible de cette dernière condition. De toute manière, d'ailleurs, les résultats obtenus sont très loin d'atteindre les valeurs très élevées de la sélectivité que l'on obtient lorsqu'on néglige les résistances : ils soulignent la nécessité de les faire entrer en ligne de compte comme nous l'avons fait ci-dessus, et montrent nettement qu'il n'est pas possible de considérer l'introduction des résistances comme une simple correction qui ne changerait pas l'ordre de grandeur des résultats obtenus lorsqu'on n'en tient pas compte.

CHAPITRE VII

ÉTUDE GÉNÉRALE DE LA COMPENSATION

34. — *Position du problème.*

Nous avons vu au § 10 (chapitre III) quelle était la nature et la grandeur de la distorsion due au circuit oscillant d'entrée (circuit d'accord). C'est une distorsion *négative*, affaiblissant les notes aiguës de la modulation. Nous avons également montré que, par un choix convenable des amortissements des divers circuits utilisés pour couvrir les gammes partielles de réception, l'on pouvait maintenir cette distorsion constante dans toute l'étendue de la gamme de réception, et que cette condition ne pouvait être remplie qu'en utilisant des circuits ondes courtes réalisés avec le plus de perfection possible, les circuits ondes longues étant au contraire relativement amortis.

Pour compenser cette distorsion négative, il faut évidemment que l'amplificateur présente une distorsion positive convenable; on utilisera donc un amplificateur dont la courbe présente deux maxima dans la bande.

Il ne faudrait pas croire, cependant, que pour obtenir de bons résultats, il suffit de placer en arrière d'un circuit d'accord présentant une distorsion de 10 0/0 par exemple, l'amplificateur le plus sélectif présentant une distorsion de 10 0/0. Le problème est plus complexe, parce que pour le circuit d'accord la distorsion maxima a lieu aux frontières de la bande de modulation, tandis que pour l'amplification la plus forte distorsion a lieu au droit des maxima dans la bande.

Considérons la figure 33, sur laquelle nous avons tracé la courbe U représentant, en fonction de la variable réduite x choisie de manière que $x = \pm 1$ aux extrémités d'une bande de largeur égale à 10 key, la tension utile aux bornes du condensateur d'accord de l'appareil récepteur, évaluée en prenant pour unité la tension maximum.

D'autre part, ξ étant une autre variable, considérons une fonction amplificatrice à distorsion positive.

$$\Lambda(\xi)$$

analogue à celles précédemment étudiées, présentant ses maxima dans la bande pour $\xi = \pm 1$ et ayant pour largeur réduite de bande la valeur $2b$.

Représentons sur la figure 33 la fonction

$$\Lambda\left(\frac{x}{\beta}\right)$$

dont les maxima ont lieu pour $x = \pm 1$ (courbe M) et cherchons à déterminer b de manière que la courbe résultante R qui représente le produit

$$U(x) \cdot \Lambda\left(\frac{x}{\beta}\right),$$

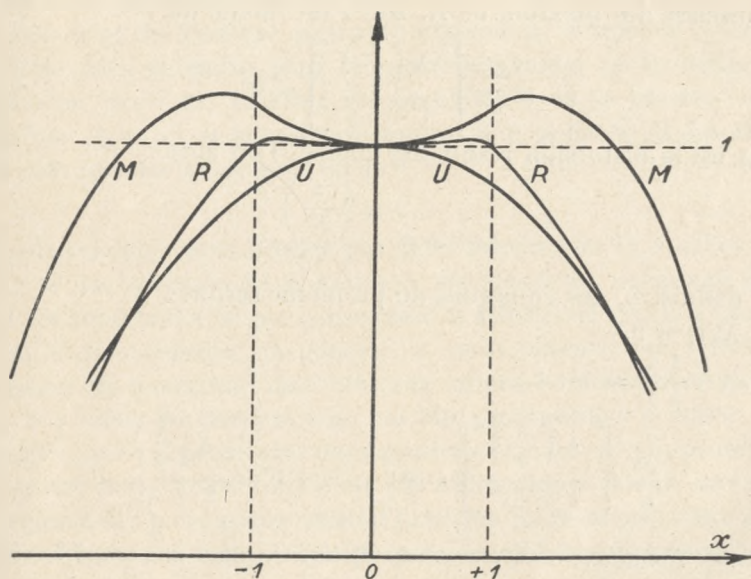


Fig. 33.

ait une largeur de bande égale à 2 et présente une distorsion totale donnée Δ .

Conformément aux notations du § 19, nous avons, m caractérisant la manière dont le circuit d'accord est réalisé :

$$U(x) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4p^2\lambda^2 x^2}{m^2}}} \quad \left(p = \frac{F}{f}\right).$$

La valeur de

$$\frac{4p^2\lambda^2}{m^2} = 2\delta_1$$

sera déterminée par celui des circuits d'accord qui correspondra aux plus petites ondes à recevoir ; δ sera en général petit, et, en première approximation, l'on pourra poser au voisinage de la bande :

$$U(x) = \frac{1}{1 + \delta_1 x^2},$$

la distorsion introduite par le système d'accord, qui a pour valeur $\frac{-\delta_1}{1 + \delta_1}$, sera une des données du problème.

Pour que la bande résultante (courbe R) ait pour largeur réduite 2, correspondant à 10 Key, il faut que :

$$(23) \quad A\left(\frac{1}{\beta}\right) = 1 + \delta_1,$$

L'abscisse des maxima de R, soit z est racine de :

$$(24) \quad \frac{dx}{d} \left[\frac{A\left(\frac{z}{\beta}\right)}{1 + \delta_1 z^2} \right] = 0,$$

et si Δ est la distorsion résultante tolérée, l'on aura :

$$(25) \quad 1 + \Delta = \frac{A\left(\frac{z}{\beta}\right)}{1 + \delta_1 z^2}.$$

En définitive, les équations du problème seront :

$$(26) \quad \left\{ \begin{array}{l} A'(1) = 0, \\ A\left(\frac{1}{\beta}\right) = 1 + \delta_1, \\ \frac{dz}{d} \left[\frac{A\left(\frac{z}{\beta}\right)}{1 + \delta_1 z^2} \right] = 0 \quad 1 + \Delta = \frac{A\left(\frac{z}{\beta}\right)}{1 + \delta_1 z^2}. \end{array} \right.$$

35. — *Fonctions compensées du 8^e degré, pour une amplification nulle à l'infini.*

L'on a alors :

$$A = \frac{ux^2 + 1}{rx^4 + sx^2 + 1}$$

et les équations (26) deviennent, en posant $\frac{z}{\beta} = X$:

$$(27) \quad \left\{ \begin{array}{l} -ru - 2r + u - s = 0, \\ \frac{\beta^2 u + \beta^4}{\delta r + \beta^2 s + \beta^4} = 1 + \delta_1, \\ -urX^4 + u - s - 2rX^2, \\ + \delta\beta^2 [-2urX^6 - 2sX^2 - 3rX^4 - uX^4 - 1] \end{array} \right\} = 0,$$

$$(1 + \Delta)(1 + \beta^2 \delta X^2) = \frac{uX^2 + 1}{rX^4 + sX^2 + 1},$$

Le problème, comme nous l'avons indiqué au début de ce chapitre, n'est donc pas aussi simple qu'il le pourrait paraître à première vue ; l'élimination de β^2 et de X entre les équations ci-dessus, permettant de calculer u , r , en fonction de Δ et δ_1 , conduisait en effet à des expressions compliquées dont il serait bien difficile de tirer des conclusions dans le cas général.

Les courbes résultantes, notamment pour de faibles valeurs de u — , présentent deux minima symétriques dans la bande avant les deux maxima ; toutefois, étant donné la très faible valeur de Δ , que l'on adoptera toujours, la distorsion négative au droit des minima sera très faible, et l'inconvénient signalé au § 3, relativement aux courbes ayant simultanément deux maxima et deux minima dans la bande, n'est pas à redouter.

Si l'on exige du système qu'il soit totalement compensé — exception faite, bien entendu, pour la très faible valeur de la distorsion négative au droit des minima s'il en existe dans la bande, — l'on doit avoir $\Delta = 0$ et la comparaison de la 2^e et de la 4^e des équations (26) montre alors que l'on a :

$$Z = 1,$$

la bande est donc alors limitée par deux maxima de la courbe résultante : la décroissance de la fonction résultante au voisinage de ce point est donc faible, et par conséquent la sélectivité sera très limitée. Il sera donc nécessaire, en général, et pour obtenir une sélectivité suffisante, de conserver une certaine valeur à la distorsion résultante Δ , choisie de manière à ne pas être perceptible à l'oreille.

Etant donné la complexité des équations exactes (27) du problème, et, d'autre part, le fait qu'il n'est pas nécessaire d'obtenir une solution rigoureuse pour que le résultat pratique ne cesse pas d'être satisfaisant, il sera avantageux d'employer la méthode approchée ci-dessous.

36. — Méthode approchée.

Considérons (fig. 34) un amplificateur de bande de type donné, à distorsion positive, dont la largeur réduite de bande soit $2b$ lorsque la distance réduite entre les maxima est 2, et la courbe U représentant la tension aux bornes du condensateur d'accord. Cherchons à déterminer le demi écart entre maxima z' et la distorsion δ' que nous devons donner à cet amplificateur, pour obtenir pour la courbe résultante une largeur de bande réduite égale à 2 et une distorsion résiduelle Δ .

Pour un écart $2\alpha'$ entre les maxima de la courbe d'amplification de l'amplificateur seul, la largeur de bande sera $2b\alpha'$; nous pourrons donc, connaissant α' et δ' , déterminer la nature de cet amplificateur et le choisir de manière à avoir la plus grande sélectivité possible.

L'approximation de la méthode repose sur 2 hypothèses :

1° nous assimilerons l'arc de la courbe d'amplification situé au delà et au voisinage du maximum, à un arc de parabole ; son équation sera :

$$A = 1 + \delta' - \frac{\delta'(x - \alpha')^2}{\alpha'^2(1 - b)^2}$$

2° nous admettrons que les maxima de la courbe résultante ont

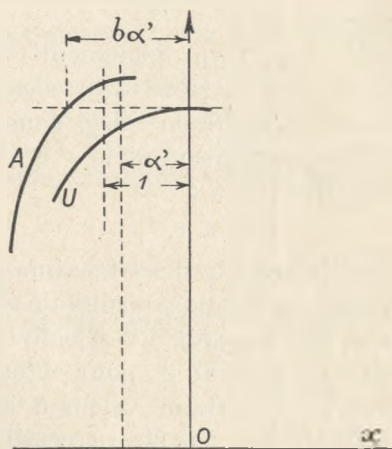


Fig. 34.

sensiblement la même abscisse $\pm \alpha'$ que ceux de la courbe d'amplification de l'amplification.

Nous devons donc avoir :

$$(28) \quad 1 + \Delta = \frac{1 + \delta'}{1 + \alpha'^2 \delta_1}$$

Comme nous voulons que la largeur de la bande résultante soit 2, nous devons avoir :

$$(29) \quad 1 + \delta_1 = 1 + \delta' - \frac{\delta'(1 - \alpha')^2}{\alpha'^2(1 - b)^2},$$

les équations (28) et (29) donnant une équation en α :

$$(\alpha'^2 \delta_1 (1 + \Delta) + \Delta - \delta_1) \alpha'^2 (1 - b)^2 = (1 - \alpha')^2 (\alpha'^2 \delta_1 (1 + \Delta) + \Delta),$$

qui permettra de calculer α' ; l'on aura ensuite

$$\delta' = \Delta + \alpha'^2 \delta_1 (1 + \Delta).$$

Le problème sera donc résolu. Pour $\Delta = 0$, nous retrouvons, comme précédemment, $\alpha'^2 = 1$, $\delta' = \delta_1$; toutefois, et comme nous l'avons déjà exposé, cette compensation totale est pratiquement sans intérêt en raison de la faible sélectivité qu'elle entraîne.

Cette méthode approchée, dont nous donnerons d'ailleurs un exemple d'application au chapitre X, est largement suffisante en pratique, et s'adapte indifféremment à la compensation par des courbes d'amplification de degré quelconque.

Si, au lieu d'utiliser la valeur du coefficient δ , figurant dans l'expression de U, on connaît la distorsion δ due au système d'accord (par exemple, lue sur la figure 16) les équations ci-dessus deviennent,

$$\left[\alpha'^2(1 + \Delta) - 1 - \frac{\Delta(1 + \delta)}{\delta} \right] (1 - b)^2 \alpha'^2 = (1 - \alpha')^2$$

$$\left[\alpha'^2(1 + \Delta) - \frac{\Delta(1 + \delta)}{\delta} \right]$$

$$\delta' = \Delta - \alpha'^2 \frac{\delta(1 + \Delta)}{1 + \delta},$$

C'est généralement sous cette forme que l'on aura à les utiliser.

Lorsqu'on applique cette méthode au calcul de la compensation d'un amplificateur très sélectif, la valeur de α tirée de l'équation ci-dessus est généralement un peu plus faible que la valeur exacte qui correspondrait à une solution rigoureuse du problème; la décroissance de l'amplification est, en effet, plus rapide que celle que l'on obtient en assimilant la courbe à un arc de parabole. Si l'on conserve la valeur de α ainsi déterminée, on trouvera donc une bande résultante, un peu inférieure à 10 key — ce qui est sans inconvénient pratique. Si l'on veut une solution plus approchée, il suffira de majorer de quelques centièmes la valeur approchée de α .

CHAPITRE VIII

AMPLIFICATEURS A UN NOMBRE QUELCONQUE D'ÉTAGES.

AMPLIFICATEURS A ÉTAGES NON IDENTIQUES.

37. — *Amplificateurs à n étages.*

Au cours de tous les chapitres précédents, nous avons étudié les fonctions réduites susceptibles de représenter l'amplification d'amplificateurs de bande à *deux étages en cascade*, ces étages étant supposés identiques.

Il est facile d'en déduire l'amplification, la distorsion et la sélectivité d'un amplificateur quelconque. Si nous étudions d'abord le cas d'un amplificateur à étages identiques, correspondant à la fonction réduite A pour 2 étages, nous avons déjà indiqué au § 4 que, si l'on utilise des lampes ayant un coefficient d'amplification K et que l'on dispose n étages semblables en cascade, l'amplification sera

$$K^n \sqrt{A^n}$$

la fonction réduite correspondant à ces n étages étant $\sqrt{A^n}$.

D'autre part, si l'on désigne par σ , δ la sélectivité et la distorsion de l'amplificateur à 2 étages, valeurs précédemment utilisées, la sélectivité Σ et la distorsion Δ pour n étages semblables seront respectivement

$$(30) \quad \begin{cases} \Sigma = \sqrt{(1 + \sigma)^n} - 1 \\ \Delta = \sqrt{(1 + \delta)^n} - 1 \end{cases}$$

Σ et Δ augmentent donc avec le nombre d'étages ; mais comme δ est petit, Δ est généralement voisin de $\frac{n\delta}{2}$, tandis qu'il n'en est pas de même pour Σ qui croît plus vite que n . Il y a donc intérêt à augmenter le nombre d'étages si, pour le type de cellule adopté l'obtention d'une distorsion m fois plus faible conduit à une sélectivité σ' telle que

$$(1 + \sigma')^m > 1 + \sigma.$$

Dans le cas contraire, la multiplication du nombre des étages est désavantageuse.

La figure 35 permet de trouver aisément la valeur de Σ en fonction

de σ qui a été précédemment calculé, pour des amplificateurs comprenant 1, 2, 3 ou 4 étages; ce dernier chiffre constitue d'ailleurs, en général, un maximum qu'il est déjà difficile d'atteindre sans risquer des accrochages spontanés.

Enfin, l'utilisation d'étages non identiques, dont nous allons indi-

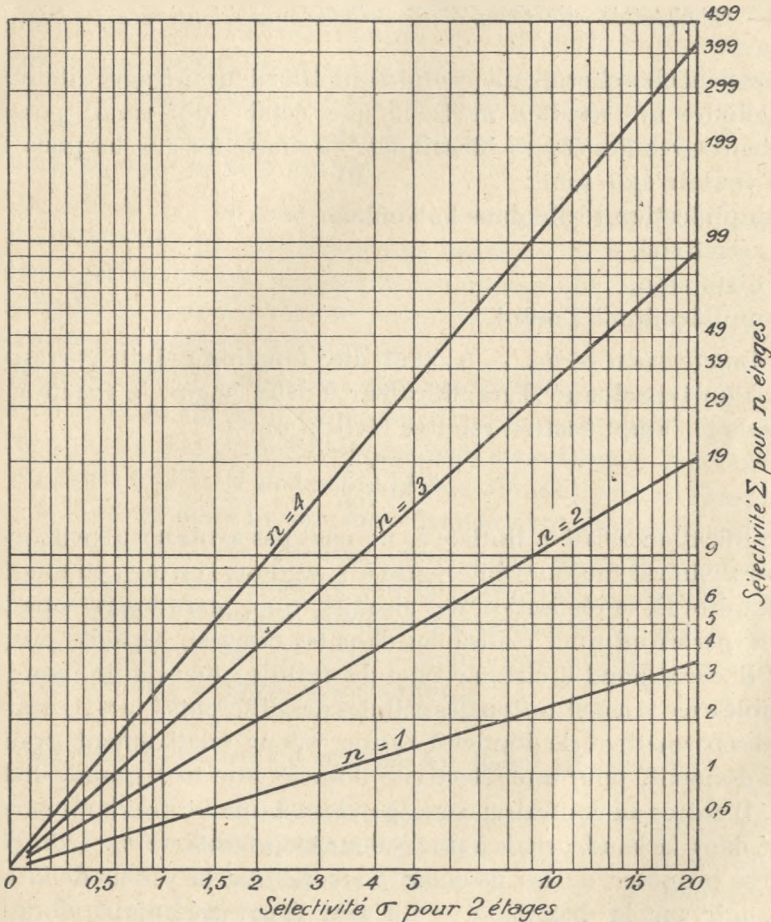


Fig. 35.

quer ci-dessous les propriétés donnerait

amplification réduite $\sqrt{A^n A'^m A''^p} \dots$

sélectivité $\sqrt{(1 + \sigma)^n (1 + \sigma')^m (1 + \sigma'')^p} \dots - 1$

distorsion $\sqrt{(1 + \delta)^n (1 + \delta')^m (1 + \delta'')^p} \dots - 1$.

Lorsqu'on utilise des cellules dont l'amplification à l'infini n'est pas nulle, l'on a

$$M = \sqrt{m^2 m'^2 m''^2 \dots}$$

α, β, γ étant le nombre des cellules correspondant respectivement à des types d'amplificateurs dont l'affaiblissement à l'infini serait respectivement $m, m', m'' \dots$ pour deux étages en cascade.

38. — Généralités sur l'emploi de cellules non identiques en cascade.

L'on peut chercher, par l'emploi d'amplificateurs à étages différents, à atteindre un résultat meilleur que celui qu'il serait possible d'obtenir avec des étages identiques. Les facteurs sur lesquels l'on peut vouloir agir sont :

- l'amplification réelle dans la bande,
- la sélectivité,
- la distorsion,
- l'amplification à l'infini.

a) *Amplification réelle.* — A étant une fonction réduite correspondant à un type donné d'amplificateur à deux étages, la fonction qui représente l'amplification relative réelle sera

$$k_0 A\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

l'amplification relative initiale k_0 ne peut pas avoir n'importe quelle valeur; elle est toujours inférieure à 1, et nous verrons, en étudiant au chapitre IX la réalisation des circuits, que, pour des raisons pratiques (pertes minima réalisables dans les circuits, capacité propre, etc.) il correspond à chaque type de cellule une limite pour k_0 , variable avec la constitution des cellules des différents types. Certaines cellules permettent de donner à k_0 une valeur relativement grande, mais donnent, pour une sélectivité donnée, une trop grande distorsion. D'autres au contraire; correspondent à une loi très bonne régularité dans la bande, mais à une valeur trop faible de k_0 . L'on peut donc se proposer de les associer pour relever la valeur de k_0 sans trop agir sur la distorsion — un seul étage présentant alors une distorsion sensible que l'on pourra prendre égale à la distorsion maximum tolérable.

b) *Sélectivité.* — A distorsion égale, il y a évidemment toujours intérêt à adopter l'amplificateur de bande le plus sélectif pour la constitution de toutes les cellules. Mais on peut aussi se proposer d'augmenter beaucoup la sélectivité, en incorporant dans l'amplificateur une cellule qu'il n'est plus possible d'employer uniquement dans la constitution de l'amplificateur.

L'exemple le plus intéressant de ce genre d'appareils est celui des amplificateurs dont une seule des cellules comporte une amplification très notable à l'infini. Nous avons vu, en effet, au chapitre V que ces cellules permettent de réaliser, au voisinage immédiat de la bande, un très grand affaiblissement — mais à condition de tolérer à grande distance de la bande une amplification importante. Il est donc légitime d'associer, par exemple, une cellule de ce type, choisie de manière que l'affaiblissement à l'infini correspondant soit seulement de quelques unités, avec deux cellules présentant au voisinage immédiat de la bande une sélectivité moins accusée, mais par contre une amplification nulle à l'infini.

c) *Distorsion*. — L'on peut essayer de compenser la distorsion positive d'une cellule par la distorsion négative de la suivante. Le problème est, d'ailleurs, encore plus complexe que celui que nous avons étudié au chapitre VII, en raison de la forme plus compliquée de la distorsion négative à compenser.

L'on peut d'ailleurs imaginer des associations encore plus multiples dans leurs effets, et telle que l'on cherche simultanément, par exemple, un très grand affaiblissement au voisinage de la bande une compensation de la distorsion et une annulation de l'amplification à l'infini; nous ne pouvons évidemment envisager ici tous les modes d'association possible, mais nous nous proposons de fixer les idées sur l'intérêt qu'ils peuvent présenter. A cet effet, nous étudierons d'abord un type classique d'appareils de ce genre, dont l'emploi a été préconisé par d'assez nombreux auteurs : l'amplificateur à résonance à étages désaccordés.

39. — Amplificateurs à résonance à étages désaccordés.

Sans préjuger du mode de construction de la cellule (circuit anti-résonnant avec liaison résistante de fuite, capacité ou transformateur accordé), l'amplification réduite de ce type d'appareils sera une fonction de la forme

$$\frac{ux^2 + 1}{sx^2 + 1}$$

la fonction la plus avantageuse étant, comme nous l'avons vu au § 20 :

$$\frac{1}{sx^2 + 1}$$

elle représente l'amplification de deux étages en cascade. Proposons-nous de réaliser un amplificateur de bande en mettant, à la

suite de ces deux étages, deux autres étages analogues *mais accordés sur une fréquence légèrement différente*, de manière à aplatir le sommet de la courbe d'amplification ; l'amplification réduite correspondant à ces deux autres étages sera donc de la forme

$$\frac{1}{s x - 2x)^2 + 1}$$

$2x$ désignant le désaccord relatif. En prenant comme variable $y = x + \alpha$, nous obtenons pour les quatre étages ci-dessus :

$$A = \frac{1}{s(y - \alpha)^2 + 1} \times \frac{1}{s(y + \alpha)^2 + 1}$$

ou encore :

$$A = \frac{1}{s^2 y^4 + 2(s - 2x^2 s^2) y^2 + (sx^2 + 1)^2},$$

A est donc une fonction du 5^e degré rentrant dans la catégorie déjà étudiée au paragraphe V. *Avec quatre lampes, ce montage ne peut donc rien donner de plus en ce qui concerne la sélectivité et la distorsion, que ce que donnerait un amplificateur à deux lampes équipé avec des cellules correspondant à des fonctions du 5^e degré.*

Il convient de remarquer que, si l'on réduit ici à deux étages désaccordés l'amplificateur, il devient nettement inférieur comme sélectivité et distorsion, à un amplificateur à deux lampes avec cellules du 5^e degré ; il ne sera pas non plus aussi avantageux au point de vue de l'amplification relative k_0 .

Si nous revenons à l'amplificateur à résonance à 4 étages avec circuits désaccordés pour faire pour la comparer à un amplificateur à deux lampes dont l'amplification soit du 5^e degré, il est tout à fait remarquable de constater que, dans les deux cas, nous disposons en tout du même nombre de circuits antirésonnants ; un par étage dans le premier cas, deux dans le second cas, soit toujours au total 4 circuits antirésonnants. Mais, pour obtenir des résultats comparables au point de vue de la sélectivité et de la distorsion, il faut 4 lampes dans le premier cas, et deux seulement dans le second.

La conclusion ci-dessus est générale, et serait également vérifiée pour 3, 4... fréquences différentes d'accord des étages à résonance en cascade :

1. — à nombre égal de circuits antirésonnants utilisés, l'on a intérêt à diminuer le nombre d'étages et à augmenter le nombre de circuits antirésonnants par cellule ;

2. — à nombre égal de lampes, l'on pourra toujours obtenir un meilleur résultat avec un amplificateur dont les cellules comportent

$n + 1$ circuits antirésonnants (s'il est convenablement étudié) qu'avec celui dont la cellule ne comporte que n circuits antirésonnants.

Ces conclusions ne visent pas l'amplification relative k_0 , que nous aurons lieu d'étudier au chapitre IX en décrivant la constitution des cellules ; d'autre part, nous considérons ici le nombre des circuits antirésonnants comme une caractéristique de la cellule, mais il est clair, qu'en vertu des équivalences entre circuits en apparence différents la cellule ne sera pas nécessairement constituée par l'association effective de circuits antirésonnants nettement indépendants, reliés par de simples connexions.

40. — *Utilisation de cellules, ayant une très grande sélectivité mais une amplification notable à l'infini.*

La figure 26 permet, pour les fonctions amplificatrices du 5° degré, d'étudier l'opportunité de l'emploi de cellules à grand affaiblissement proche mais avec amplification non nulle à l'infini. A titre d'exemple, nous étudions ci-dessous le cas d'un amplificateur à 2 étages et celui d'un amplificateur à 3 étages, à distorsion positive.

Amplificateur à deux étages.

Si nous constituons l'amplificateur exclusivement avec des cellules donnant une amplification nulle à l'infini et que nous tolérions une distorsion totale de 10 0/0, nous pourrions obtenir au maximum $\sigma = 4,36$, comme nous l'avons vu au § 281 (à supposer la cellule réalisable).

Pour un seul étage de ce même type, la distorsion serait $\delta = + 5$ 0/0 et la sélectivité 1,315 ; adjoignons à cet étage un 2° étage avec affaiblissement non infini à l'infini. Nous voyons sur la figure 26 que pour 2 étages avec $m = 10$, l'on sera encore en deçà du point caractéristique des amplificateurs uniformément sélectifs sur la courbe correspondant à $\delta = 10$ 0/0, et que l'on pourra obtenir $\sigma = 48$ pour 2 étages identiques. Pour un seul étage de ce genre, on aura donc :

$$m = \sqrt{10} = 3,16 \quad \sigma = 6 \quad \delta = + 50/0$$

et l'association de cet étage avec le précédent donnera un amplificateur ayant une amplification nulle à l'infini et comme caractéristiques ;

$$\delta = + 10 \text{ 0/0} \quad \sigma = 15,2,$$

qui est très notablement en progrès sur les amplificateurs à cellules identique correspondant à $m = 10$ — puisqu'alors l'amplification à l'infini est annulée — et sur l'amplificateur à cellules identiques pour une amplification nulle à l'infini — la sélectivité étant plus de 3 fois plus grande.

Amplificateur à 3 étages.

Comparons les appareils ci-dessous, pour une même distorsion totale de 15 o/o.

A — 3 cellules identiques avec affaiblissement infini à l'infini.

B — 3 cellules identiques uniformément sélectives correspondant à $m = 10$ pour 2 étages.

C — 2 cellules du premier type et une du second.

D — 1 cellule du premier type et une du second.

Nous obtenons les résultats du tableau ci-dessous :

	δ	m	σ
A	+ 15 0/0	∞	11,4
B	+ 15 0/0	31,6	343
C	+ 15 0/0	∞	36,5
D	+ 15 0/0	∞	112,4

C'est donc l'amplificateur D qui, en pratique, constituera le compromis le plus avantageux. Il faut d'ailleurs remarquer, en outre, que sa distorsion sera probablement inférieure à 15 o/o; en effet, pour les amplificateurs C et D, les distorsions ne seront égales à 15 o/o que si la largeur réduite de la bande est la même pour les fonctions réduites caractérisant A et B; dans le cas contraire, pour une même largeur de la bande réelle, les abscisses des maxima des cellules du premier et du deuxième type ne sont pas les mêmes, et la distorsion totale est inférieure à la source des distorsions.

Un appareil tel que D, affaiblissant 112 fois les notes graves de la modulation de l'émission la plus voisine qu'il soit théoriquement possible d'éliminer, et davantage les notes aiguës, répond évidemment à toutes les exigences au point de vue de la sélectivité; associé à des circuits d'accord convenablement étudiés et présentant une distorsion négative suffisante, il pourrait permettre, d'autre part,

la réalisation d'un ensemble récepteur ne présentant qu'une distorsion très réduite et non appréciable à l'oreille.

Ce résultat, que nous ne citons qu'à titre d'exemple, peut encore être dépassé si l'on constitue la cellule A avec des circuits dont l'amplification serait représentée, pour deux étages, par une courbe du 6^e degré. Quoi qu'il en soit, il met en évidence l'intérêt de l'emploi des cellules avec amplification non nulle à l'infini, pour l'augmentation de la sélectivité au voisinage de la bande.

CHAPITRE IX

CONSTITUTION ÉLECTRIQUE DES CELLULES D'AMPLIFICATION DE BANDE

41. — *Remarques sur le mode de liaison entre étages.*

Lorsqu'on utilise des amplificateurs à *résonance*, le mode de liaison usuel consiste à utiliser une capacité de liaison C et une résistance de fuite R . Ce mode de liaison, qui a pour lui l'avantage de la simplicité, présente par contre de sérieux inconvénients.

En premier lieu, la présence de la résistance de fuite — qui doit être grande si l'on ne veut pas shunter l'impédance anodique par un circuit résistance capacité dont presque toute l'impédance serait localisée dans la capacité, et, par suite, affaiblir la transmission d'un étage à l'autre — a pour conséquence un *effet détecteur* d'autant plus marqué que la chute de tension alternative dans la résistance de fuite est plus grande : cet effet détecteur est donc plus intense pour les signaux forts, il est plus intense également, et pour la même raison, dans le dernier étage que dans le premier.

Les conséquences de cet effet sont :

1° Une limitation de l'amplification — les signaux forts étant moins amplifiés que les signaux faibles — et, par conséquent, une altération des intensités de réception relatives des diverses stations.

En outre, l'adjonction d'étages supplémentaires ne permet pas d'augmenter l'amplification proportionnellement au nombre d'étages : les derniers étages sont d'autant moins efficaces qu'ils sont précédés par un plus grand nombre d'autres et que de ce fait l'effet détecteur y sera plus marqué.

2° L'apparition d'une distorsion d'autant plus marquée que le signal est plus fort — distorsion bien connue du détecteur à condensateur shunté lorsqu'il est surchargé. Cette distorsion se traduit, non par la favorisation des notes d'une certaine fréquence, mais par l'apparition d'harmoniques qui n'existent pas dans la modulation. Rien ne permet donc de la corriger, et le timbre des sons est irrémédiablement altéré lorsqu'on reçoit une émission forte.

En second lieu, si l'on emploie la liaison par capacité et résistance

de fuite sur un amplificateur dont les étages ont des impédances anodiques calculées en vue d'obtenir un certain effet, on modifie la valeur de cette impédance anodique par la présence d'un shunt constitué par une résistance et une capacité en série, shunt qui, au voisinage de la résonance où l'impédance anodique est très grande, peut modifier notablement l'allure de la courbe d'amplification.

Pour toutes ces raisons, nous déconseillons nettement l'emploi de la liaison par capacité avec résistance de fuite dans les amplificateurs de bande : il est en effet, tout à fait inutile de calculer avec soin, des cellules judicieusement étudiées, si l'on doit perdre le bénéfice de cette étude par l'emploi d'un mode de liaison défectueux.

Les défauts de la liaison par capacité et résistance de fuite ont motivé l'adoption presque universelle, au moins sur les changeurs de fréquence, de la liaison par induction mutuelle, connue sous le nom de montage à transformateurs.

L'emploi de ce montage présente de sérieux avantages : il supprime l'effet détecteur ci dessus indiqué, et permet un isolement parfait entre le circuit anodique d'une lampe et le circuit de grille de la suivante. Son calcul ne présente pas plus de difficulté *théorique* que celui d'un simple circuit oscillant accordé. l'ensemble du primaire et du secondaire étant équivalent à un circuit oscillant dont les éléments dépendent de ceux des circuits primaire et secondaire (supposés accordés sur la même fréquence) et du coefficient d'induction mutuelle M .

Toutefois, le calcul rigoureux de M présente certaines difficultés, et, d'autre part, ce coefficient dépend d'éléments géométriques (forme, dimension et position relative du primaire et du secondaire qui peuvent être altérés si la réalisation mécanique du système n'est pas parfaite

La détermination d'un transformateur équivalent à un circuit oscillant déterminé n'est donc pas toujours facile, et sa réalisation matérielle demande une exécution précise des circuits qui respecte les dimensions géométriques déterminées par le calcul.

Si, d'ailleurs, la détermination pratique d'un transformateur de liaison équivalent à une impédance anodique simple est souvent délicate, le problème qui consiste à déterminer un transformateur de liaison destiné au couplage d'une cellule complexe comprenant plusieurs circuits antirésonnants, avec l'étage suivant, devient pratiquement inextricable ; il est donc préférable, pour les amplificateurs de bande comportant toujours des cellules assez complexes, d'utiliser un autre mode de liaison, facile à déterminer et à réaliser.

L'on peut résoudre ce problème de deux manières différentes.

a) Si l'appareil est alimenté sur le secteur, il n'y aura pas de difficulté, en désignant par $a_1, a_2, \dots a_n$ les valeurs de tensions anodiques des lampes successives et par u la tension de chauffage, à réaliser un transformateur d'alimentation comportant les prises successives du tableau ci-dessous

prise	p_0	p_1	p_2	p_3	p_4	p_5	$p_6 \dots$
potentiel (redressé)	(1)	$+u$	$+a_1$	$a_1 + u$	$a_1 + a_2$	$a_1 + a_2 + u$	$a_1 + a_2 + a_3 \dots$

les filaments de la 1^{re}, de la 2^e, 3^e... lampe seront respectivement branchés sur $p_0 p_1, p_1 p_3, p_3 p_5 \dots$ les circuits anodiques étant connectés

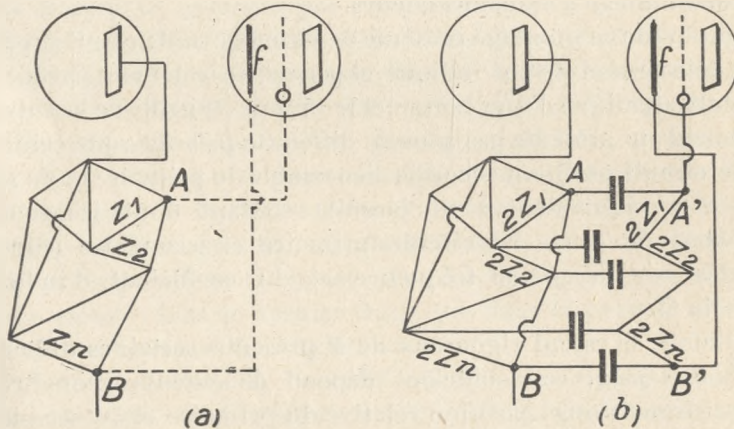


Fig. 36.

en $p_2, p_4, p_6 \dots$ l'on pourra alors connecter directement chacune des grilles au point que l'on aura choisi sur le circuit anodique de la lampe précédente.

Cette disposition est parfaite — elle n'a qu'un inconvénient, celui de conduire à des différences de potentiel élevées, contre lesquelles il faudra protéger convenablement les usagers de l'appareil.

b) Si l'on n'emploie pas la disposition ci-dessus, un autre moyen permet de supprimer à la fois les inconvénients de la liaison par capacité et résistance de fuite, et les difficultés de détermination pratique de transformateur de couplage.

Considérons (figure 36) une cellule quelconque schématisée en (a), chacun des segments de la figure représentant une certaine impé-

dance. La liaison avec l'étage suivant doit être telle, qu'entre grille et filament de la lampe l'on applique la différence de potentiel entre deux points A et B de la cellule, points déterminés par la nature même de cette cellule.

Considérons un chemin quelconque sur la figure 36(a), allant de A à B et choisi de manière qu'il n'y ait le long de ce chemin aucune coupure ohmique, chemin tracé en trait fort sur la figure 36(a) et qui pourrait d'ailleurs comporter sans inconvénient des branches en parallèle. Soient $z_1, z_2, \dots, z_n$ les impédances successives que l'on rencontre sur ce chemin en allant de A à B.

Remplaçons la cellule par la cellule équivalente de la figure 36(b) où le chemin AB a été dédoublé en deux autres AB et A'B', comportant chacun la succession d'impédances $2z_1, 2z_2, \dots, 2z_n$, dont tous les points de connexion avec les autres éléments de la cellule sont reliés par de *très grandes capacités*, d'impédance pratiquement nulle sous la fréquence d'utilisation de l'appareil.

Nous pourrions alors connecter directement la grille et le filament de la 2^e lampe en A' et B' — avec ou sans interposition d'une polarisation convenable.

L'application de cette méthode appelle plusieurs remarques :

1^o pour qu'aucun effet détecteur n'apparaisse, il faut évidemment que la résistance ohmique totale de l'élément de circuit A'B' soit faible; on devra choisir AB en conséquence.

2^o il faut que les capacités de liaison soient prises assez grandes pour que leur impédance soit réellement tout à fait négligeable pour les fréquences utilisées dans la bande de modulation, vis-à-vis des impédances $z_1, \dots, z_n$; autrement la constitution de la cellule serait modifiée.

Pour les fréquences couramment utilisées sur les amplificateurs de moyenne fréquence, les capacités des circuits oscillants des cellules sont généralement de l'ordre de quelques dix-millièmes de microfarad; en adoptant des capacités de liaison de l'ordre du microfarad, l'on sera toujours à l'abri d'une altération des propriétés de la cellule (a) en passant à la cellule (b).

A titre d'exemple le plus simple, pour coupler par cette méthode deux étages comportant simplement un circuit oscillant accordé dans le circuit anodique, on dédoublera la self L de ce circuit, représentant le parcours AB, en deux autres AB et A'B' ayant chacune pour valeur $2L$ et reliées à leurs extrémités par deux très grandes capacités. Le montage, quoiqu'en apparence identique, est en réalité bien différent de la liaison avec capacité et self de choc parfois préconisé;

dans ce dernier cas, en effet, on donne à la capacité de liaison entre A et A' une faible valeur, et l'on cherche à réaliser pour A'B' une self aussi grande que possible, sans modifier pour cela la self AB; les propriétés du montage initial à résonance sont alors modifiées.

Dans tous les paragraphes qui suivront, nous ne représenterons pas le mode de liaison utilisé; nous supposerons que l'on utilisera l'un des artifices (a) ou (b) décrits ci-dessus, pour réaliser un mode de liaison n'altérant pas les propriétés de la cellule. Il faut d'ailleurs ajouter qu'il est en outre nécessaire que la résistance de l'espace filament grille soit pratiquement infinie: on sera donc conduit à polariser convenablement les grilles.

42 — Amplification relative k_0 au milieu de la bande.

Nous ne nous sommes attachés jusqu'à présent qu'à l'étude de la sélectivité et de la distorsion; il convient maintenant de voir quelle est la valeur de l'amplification relative k_0 (abstraction faite du coefficient d'amplification des lampes utilisées) que l'on pourra obtenir avec un amplificateur à deux étages de type déterminé.

Lorsqu'on étudie un type de cellule dont le schéma électrique, est déterminé en vue de la réalisation d'un amplificateur de bande dont la fonction réduite est connue et dont les coefficients sont $u, s, v, l, \dots, w$ trouve, λ étant la largeur relative imposée pour la bande et k_0 étant l'amplification au milieu de la bande, des relations de la forme :

$$\begin{aligned} u &= f(m_1, m_2, \dots, m_n, \lambda, k_0) \\ s &= \varphi(m_1, m_2, \dots, m_n, \lambda, k_0) \\ v &= \Psi(m_1, m_2, \dots, m_n, \lambda, k_0) \end{aligned}$$

les paramètres $m_1, m_2, \dots, m_n$, étant caractéristiques de la manière dont les circuits sont réalisés.

Pour que ces relations conduisent à un appareil dont la construction soit possible, il faudra que l'on puisse trouver pour $m_1, m_2, \dots, m_n$, des valeurs réalisables avec des circuits réels; l'on ne parviendra en général à ce résultat qu'en maintenant k_0 au-dessous d'une certaine valeur limite, qui dépendra des valeurs de u, s, v, w , adoptées (donc de la sélectivité et de la distorsion imposées) et de la résistance interne des lampes utilisées.

A titre d'exemple et de comparaison, cherchons quelle est l'amplification relative maximum que l'on peut obtenir avec un amplificateur simple à résonance à deux étages, équipé avec des circuits symétriques,

En désignant par ρ la résistance interne d'une lampe, et en posant

$$\rho = \alpha l \Omega$$

on trouve immédiatement, pour l'amplification relative, la valeur :

$$\frac{k_0}{4\alpha^2 k_0 \varepsilon^2 + 1} \quad \text{avec} \quad k_0 = \frac{1}{(2m_1 + 1)^2} \quad (30)$$

D'autre part, si nous nous reportons au chapitre IV, §§ 19 et 20, où ce type d'appareil a été étudié, nous trouvons pour la fonction réduite la forme :

$$\frac{1}{ux^2 + 1} \quad \text{avec} \quad u = \frac{\sigma}{4} = \frac{-\delta}{1 + \delta}, \quad x = \frac{\tau}{\lambda}$$

nous aurons donc :

$$(31) \quad 4\alpha^2 k_0 \lambda^2 = \frac{\sigma}{4} = \frac{-\delta}{1 + \delta},$$

Il y a donc intérêt, pour augmenter k_0 , à augmenter la sélectivité — et par suite la distorsion — à utiliser des lampes de faible résistance interne, et un circuit à aussi faibles pertes que possible; on ne peut agir sur λ , imposé par la fréquence sur laquelle travaille l'appareil et par la largeur réelle de la bande.

Considérons, comme point de comparaison-type, un amplificateur de fréquence intermédiaire réglé sur 100 kilocycles, une largeur réelle de bande $2\Delta = 10$ key, et une distorsion tolérée de 10 0/0; nous aurons :

$$\lambda = 0,05 \quad \sigma = 0,44.$$

D'autre part, et en raison même de la capacité propre des bobines, il est difficile, pour l'accord sur 100 key, d'admettre une valeur de $l\Omega$ supérieure à 1 600 ohms, ce qui correspond à l'accord avec une capacité de 1 m μ f environ. Avec un bobinage bien réalisé, on pourra avoir facilement $m_1 = 0,02$. La comparaison des équations (30) et (31) donne alors

$$\alpha = 3,84 \quad k_0 = 0,75.$$

il faudrait donc, pour être placé dans les meilleures conditions de sélectivité pour la distorsion admise de — 10 0/0 et avec les bobines ci-dessus, utiliser des lampes de résistance

$$\rho = \alpha l \Omega = 6 \text{ 150 ohms environ}$$

qui ne sont réalisables qu'avec de faibles valeurs du coefficient d'amplification. Si l'on adopte une lampe du commerce pour laquelle $\rho = 6 \text{ 700}$ $k = 15$, on trouvera :

$$\alpha = 4,6 \text{ environ} \quad k_0 = 0,71$$

l'amplification absolue de 2 étages en cascade sera donc seulement $15^2 \times 0,71^2 = 170$ environ.

Ce résultat conduit à cette conséquence paradoxale qu'il peut y avoir intérêt, étant donné la gamme des lampes livrées par les constructeurs, à utiliser *théoriquement plus mal*, une lampe ayant une résistance interne plus forte, mais un coefficient d'amplification beaucoup plus grand. Ainsi, par exemple, la lampe Gecovalve secteur type MH4 pour laquelle

$$K = 35 \quad \rho = 23.000$$

et dont le meilleur rendement exigerait l'emploi de circuits mieux réalisés que ceux ci-dessus, donnera cependant ici :

$$\alpha = 14,25 \quad k_0 = 0,405,$$

d'où une amplification absolue, pour 2 étages, égale à :

$$35^2 \times 0,405 = 496.$$

De toute façon, le défaut évident de l'appareil est son manque de sélectivité, si l'on restreint la distorsion à une valeur raisonnable.

43 .— Remarques générales sur la constitution des cellules.

Il suffit de se reporter aux expressions de l'impédance des circuits élémentaires, données au chapitre II, pour reconnaître que l'on obtiendra :

avec un seul circuit antirésonnant, une fonction amplificatrice du 3^e degré ;

avec deux circuits antirésonnants en série ou avec un montage équivalent, une fonction amplificatrice du 5^e degré ;

avec trois circuits antirésonnants en série (ou avec un montage équivalent) une fonction amplificatrice du 7^e degré.

Les circuits antirésonnants utilisés peuvent être, soit tous accordés sur la fréquence à amplifier, soit désaccordés ; il est évident que, dans ce dernier cas, si l'on veut obtenir une courbe symétrique, il faudra associer les circuits désaccordés par paires, l'un des circuits présentant un désaccord positif et l'autre un désaccord négatif de même valeur absolue.

Nous dirons qu'une cellule est accordée, désaccordée ou mixte, selon qu'elle comporte uniquement des circuits accordés sur la fréquence à recevoir, uniquement des circuits désaccordés, ou des circuits des deux espèces.

Il serait évidemment sans intérêt général, et il n'entre d'ailleurs pas dans le cadre de cette étude, de discuter en détail les mérites relatifs de toutes les combinaisons possibles. L'avantage de la méthode que nous avons adoptée et qui consiste à étudier *a priori*

les résultats que l'on peut attendre d'une fonction réduite de degré donné, est de permettre de déterminer rapidement les qualités d'un montage donné et de calculer les éléments d'un amplificateur répondant à des conditions imposées. Nous nous proposons de le montrer ci dessous par l'étude de quelques exemples.

44. — *Amplificateur avec cellules accordées du 5° degré.
Distorsion négative.*

Nous laissons de côté le montage de la figure 37 ; son étude montre, en effet, qu'il est inférieur ou au plus égal au montage classique à résonance, en ce qui concerne la sélectivité que l'on peut atteindre pour une distorsion donnée.

Il permet seulement d'atteindre de plus grandes valeurs de k_0 , ce qui est sans intérêt dans le cas présent. Pour augmenter l'amplifi-

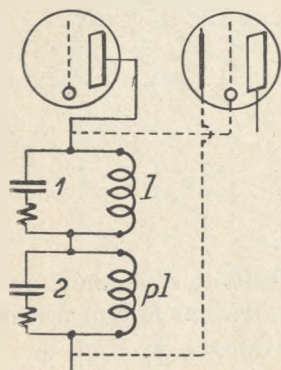


Fig. 37.

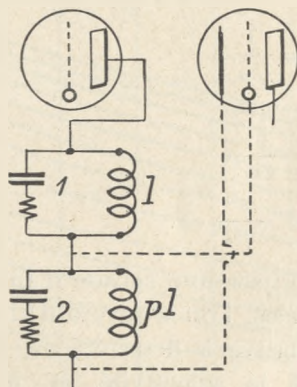


Fig. 38.

cation, l'on a toujours la ressource d'augmenter le nombre des étages, sous réserve, ce qui est toujours le cas en pratique, que l'amplification absolue par étage soit supérieure à l'unité.

La prise de grille doit donc être faite entre les deux circuits accordés, ce qui conduit à la cellule de la figure 38.

Soit ρ la résistance intérieure d'une lampe, posons :

$$\rho = \alpha l_1 \Omega.$$

On trouve immédiatement, pour les coefficients de la fonction réduite étudiée au chapitre V, et avec les notations de la figure 38, les circuits étant supposés symétriques :

$$k_0 = \frac{p^2 m_1^2}{(2\alpha m_1 m_2 + m_2 + p m_1)^2}$$

$$u = \frac{\lambda^2}{m_1^2}$$

$$s = u - k = \lambda^2 \frac{4x^2(m_1 - m_2)^2 + 4x(m_1 + pm_2) + (1 + p)^2}{(2xm_1m_2 + m_2 + pm_1)^2}$$

$$r = \frac{4x_2\lambda_2}{(2xm_1m_2 + m_2 + pm_1)^2}$$

Nous avons vu au chapitre V, § 24, que les meilleurs résultats étaient obtenus pour $K = 0$; dans cette hypothèse, l'on a $u = s$, et, en posant :

$$\frac{m_1}{m_2} = u \quad 2xm_1 = \varphi,$$

les équations deviennent :

$$(33) \quad \left\{ \begin{array}{l} y = 1 + \varphi \left(1 + \frac{u}{\sqrt{r}} \right) + \varphi^2 - \varphi \sqrt{1 + \left(\frac{u}{\sqrt{r}} + 1 + \varphi \right)^2}, \\ p = \frac{(\varphi + y)(2\varphi y + u - \varphi) - 2\varphi - 1}{2(1 - y)}, \\ m_1 = \frac{\lambda}{\sqrt{u}}, \\ m_2 = ym_1, \\ \alpha = \frac{\varphi}{2m_1}, \\ k_0 = \frac{p^2 r}{\varphi^2 u^2}. \end{array} \right.$$

Pour réaliser une cellule d'amplificateur répondant à des conditions données, l'on trouvera d'abord, d'après la figure 22 donnée au § 24 et relative à deux étages, les valeurs de r et de u correspondant à la sélectivité et à la distorsion désirée. Si l'on s'impose en outre la valeur de k_0 les équations (33) sont complètement déterminées et donnent m_1 , m_2 et α (λ est une donnée du problème, puisque l'on connaît la fréquence sur laquelle doit travailler l'amplificateur et la largeur absolue de la bande que l'on veut obtenir). Il est clair que si l'on s'impose pour k_0 une valeur trop grande, les équations détermineront des valeurs de m_1 et m_2 telles que les circuits ne seront pas réalisables : il faudra alors diminuer k_0 .

Il est plus commode de laisser k_0 indéterminé et de choisir φ de manière à réaliser pour k_0 la plus grande valeur possible compatible avec la réalisation des circuits — ce qui revient à déterminer le plus grand rapport $\frac{p}{\varphi}$ admissible, puisque r et u sont connus. d'après la figure 22.

La figure 39 permet de faire cette détermination sans calculs fastidieux, pour les grandes valeurs de y . Soit, par exemple, à déterminer un amplificateur à 2 étages donnant $\sigma = 0,8$ pour $\varepsilon = -10\ 0/0$; la figure 22 donne immédiatement

$$u = 0,7 \quad r = 0,19,$$

d'où $\frac{u}{\sqrt{r}} = 1,6$ environ. L'équation $m_1 = \frac{\lambda^2}{\sqrt{u}}$ donne d'autre part, pour $\lambda = 0,05$ (bande de 10 key pour un amplificateur réglé sur 100 key) :

$$m_1 = 0,06,$$

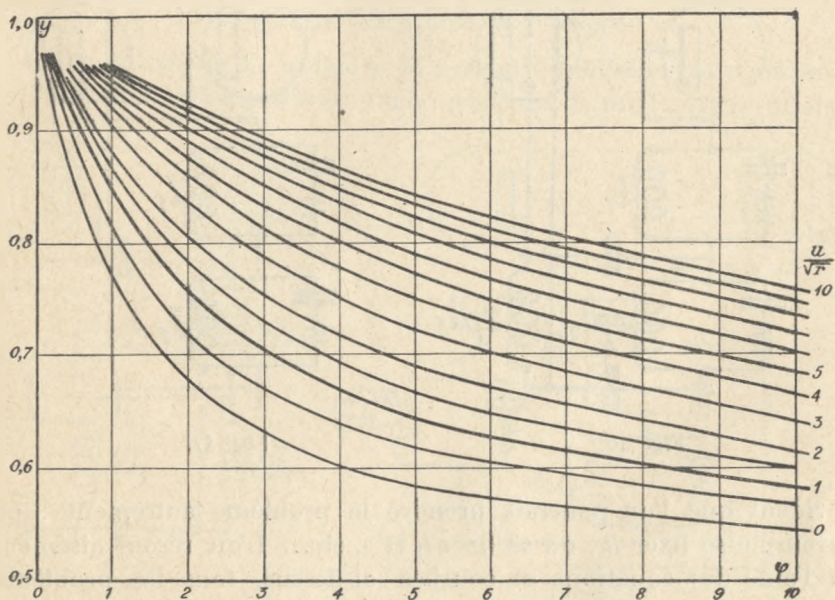


Fig. 39.

La valeur de y sera déterminée par le meilleur circuit qu'il est possible de réaliser. Si nous admettons un circuit relativement médiocre, pour lequel $m_2 = 0,04$ nous trouvons $y = 0,66$.

La figure 39 donne alors $\varphi = 5,5$ environ, d'où ensuite

$$p = 4,4 \quad k_0 = 0,6 \quad \alpha = 46 \text{ environ.}$$

La valeur des selfs l_1 et $p l_1$ se déduira de la résistance interne des lampes utilisées. Ainsi, par exemple, avec la lampe Gecovalve MK4 citée ci-dessus, nous aurons ($K = 35$ $\rho = 23\ 000$) :

$$l_1 = \frac{23\ 000}{46} = 500 \text{ ohms}$$

$$pl_1\Omega = 2200 \text{ ohms}$$

valeurs réalisables : l'appareil donnera donc, avec ces lampes, une amplification totale égale à 735. Toutes ses caractéristiques sont donc déterminées.

Nous avons supposé, dans cet exemple, dont les données sont d'ailleurs loin de correspondre au meilleur résultat qu'il soit possible d'obtenir, notamment en ce qui concerne la sélectivité que nous avons limitée à 0,8, que l'on déterminait y par la limite adoptée pour les pertes minima réalisables dans le circuit 2. Il est bien

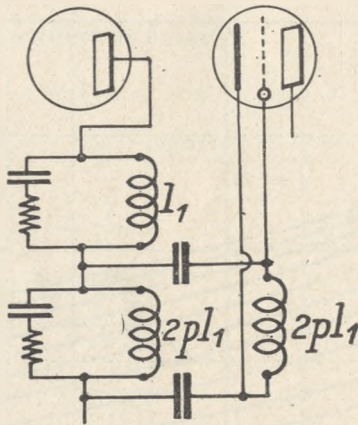


Fig. 40.

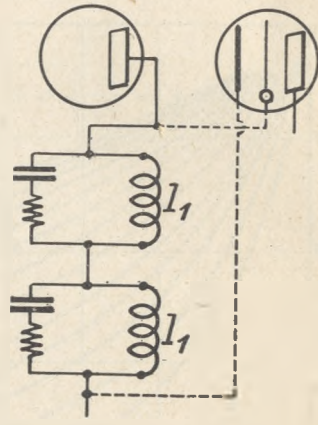


Fig. 41.

évident que l'on pourrait prendre le problème autrement : par exemple se fixer k_0 , ou se fixer l_1 et ρ , etc... L'on résout aisément, à l'aide des équations et courbes ci-dessus, tous les problèmes possibles.

Lorsque l'on veut aborder les grandes sélectivités pour de faibles distorsions, pour autant du moins que ce type d'appareil le permet (voir chapitre V'), la figure 22 montre qu'il faut se rapprocher le plus possible de la condition $u = 0$ — qui ne peut être atteinte rigoureusement ici. L'on est alors conduit, d'une part, à de faibles valeurs de $\frac{u}{\sqrt{r}}$, et d'autre part, à de grandes valeurs de φ , qui ne figurent pas sur la figure 3g. Mais alors la première des équations 33 donne approximativement :

$$y = 1 - \frac{\varphi}{2\left(\frac{u}{\sqrt{r}} + \varphi + 1\right)}$$

ce qui dispense d'avoir recours à un diagramme analogue à celui de la figure 39,

Conformément aux indications du § 41, si l'on n'utilise pas le montage avec alimentation sur le secteur et tensions de filament en cascade sur les tensions anodiques, on emploiera le mode de liaison de la figure 36b, qui devient ici celui de la figure 40, il ne doit évidemment exister aucun couplage magnétique entre les deux selfs de valeur $2pl_1$ en parallèle qui constituent la self du circuit 2.

45. — Cellules avec distorsion positive, amplification nulle à l'infini, type désaccordé du 5° degré.

Le type de cellule de la figure 38 permet l'établissement d'amplificateurs à distorsion positive; mais on obtient de meilleurs résultats

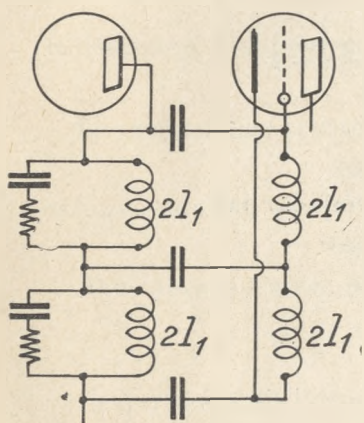


Fig. 42.

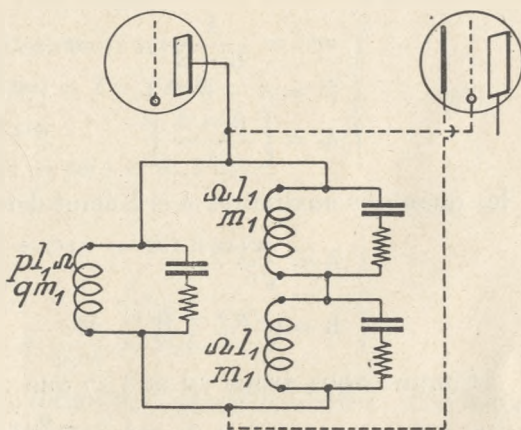


Fig. 43.

avec la cellule type désaccordé de la figure 41, dont le montage conforme au schéma 36b, lorsqu'on n'utilise pas l'alimentation sur le secteur, sera celui de la figure 42.

Si l'on se reporte au § 27 relatif aux amplificateurs du 5° degré à distorsion positive, l'on remarque que les équations réduites de bande de ce type d'appareils ont été établies pour une largeur réduite $2b$ telle que la distance entre maxima dans la bande soit 2; nous avons d'autre part vu que

$$b^2 = u + 2.$$

La variable réduite est donc liée au désaccord relatif par l'équation :

$$x = \frac{2b}{\lambda} = \frac{2\sqrt{u+2}}{\lambda}.$$

Cela posé, l'équation réduite donnant l'amplification du type de cellule envisagé s'établit immédiatement à partir des valeurs de l'impédance d'un circuit symétrique.

En désignant par βm_1 le demi désaccord relatif entre les circuits 1 et 2, on a :

$$z_1 = \frac{l_1 \Omega}{2(m_1 + j(\varepsilon - \beta m_1))},$$

$$z_2 = \frac{l_2 \Omega}{2(m_1 + j(\varepsilon + \beta m_1))},$$

d'où en posant :

$$(34) \quad \begin{cases} \alpha m_1 A = 1 + \alpha m_1 (1 + \beta^2) \\ \alpha m_1 B = 1 + 2\alpha m_1 \end{cases}$$

la solution est

$$(35) \quad \begin{cases} \alpha m_1 = \frac{1}{B - 2} & m_1 = \frac{\lambda}{\sqrt{u(u + 2)}}, \\ \beta^2 = A - B + 1, \\ k_1 = \left[\frac{B - 2}{A} \right]^2. \end{cases}$$

les quantités auxiliaires A et B étant déterminées par :

$$\begin{cases} A = \frac{u}{\sqrt{r}}, \\ B = \sqrt{\frac{u(s + 2\sqrt{r})}{r}}. \end{cases}$$

Comme nous avons vu au § 27 que :

$$s > -2\sqrt{r},$$

les quantités A et B sont toujours positives et réelles.

D'autre part, pour que β^2 soit positif il faut que

$$A - B + 1 > 0,$$

compte tenu des relations

$$s = u - k = u - r(u + 2),$$

cette condition se réduit à

$$1 > -u(u + 2),$$

elle est toujours vérifiée.

Enfin, il faut que αm_1 soit positif, d'où $B > 2$ et :

$$u > \frac{\sqrt{r}}{1 + \sqrt{r}} \left(1 + \sqrt{\frac{3\sqrt{r} + 5}{1 - \sqrt{r}}} \right).$$

Pour fixer les idées par un exemple, soit à réaliser un amplificateur répondant aux conditions ci-dessus :

fréquence moyenne à amplifier.	100 key
largeur de bande	10 key
distorsion.	10 o/o
sélectivité.	1

La figure 25 donne :

$$u = 0,6 \quad r = 0,09,$$

d'où $s = 0,366$. On trouve immédiatement :

$$A = 2 \quad B = 2,537,$$

d'où :

$$\begin{aligned} \beta &= 1,219 \\ k_0 &= 0,077 \\ \alpha m_1 &= 1,86 \\ \lambda &= 0,03 \\ m_1 &= 0,04, \end{aligned}$$

le désaccord relatif des deux circuits sera :

$$2\beta m_1 = 2 \times 0,048.$$

Le premier sera accordé sur :

$$100(1 - \beta m_1) = 95,2 \text{ key}$$

et le second sur :

$$100(1 + \beta m_1) = 104,8 \text{ key}.$$

Nous aurons d'autre part :

$$\alpha = \frac{1,86}{0,04} = 46,5.$$

Ce qui conduit à l'emploi de lampes à grande résistance intérieure. Si nous admettons que la réactance de l'un des circuits, à la résonance propre, sera

$$L_1 \omega = 5\,000 \text{ ohms},$$

nous trouvons

$$\rho = 232\,500 \text{ ohms}.$$

Nous utiliserons donc des lampes à écran, avec une tension écran d'ailleurs notablement différente de la demi-tension anodique. Si nous employons la A442 Philips, nous voyons que, pour obtenir cette valeur de ρ , la caractéristique de cette lampe conduit à adopter une tension écran de 69 volts pour une tension anodique de 150 volts ; on a dans ces conditions,

$$K = 200,$$

l'amplification absolue des deux étages est alors

$$k_0 K^2 = 3680.$$

Ce type de cellule, de réalisation très simple s'adapte donc très bien à la réalisation d'amplificateurs à grande amplification utilisant les lampes à écran.

46. — *Cellule mixte du 5^e degré. — Distorsion positive.*

Considérons le montage de la figure 43, comprenant un circuit accordé sur la fréquence moyenne à amplifier, en parallèle avec un système de 2 circuits désaccordés semblable à celui que nous venons d'étudier. Bien que cette cellule comporte 3 circuits antirésonnants, la fonction réduite obtenue est du 5^e degré seulement ; la mise en parallèle abaisse d'une unité le degré d'une combinaison de circuits antirésonnants.

Avec les notations de la figure 43 et du § 27, nous trouvons aisément :

$$(36) \quad \left\{ \begin{aligned} m_1 &= \frac{\lambda}{\sqrt{u(u+2)}}, \\ p &= \frac{2\alpha m_1 \sqrt{k_0}}{1 - \alpha m_1 A \sqrt{k_0}}, \\ q &= \frac{\alpha m_1 [B(p+2) - 2\rho - 2] - p}{2\alpha m_1}, \\ \rho^2 &= \frac{\alpha m_1 [\lambda(p+2) - 2q] - p}{p\alpha m_1}. \end{aligned} \right.$$

A et B ayant les mêmes valeurs qu'au paragraphe précédent, soit,

$$\left\{ \begin{aligned} A &= \frac{u}{\sqrt{r}}, \\ B &= \sqrt{\frac{u(s + 2\sqrt{r})}{r}} \end{aligned} \right.$$

Ce montage est, *à priori*, plus souple que le précédent, puisqu'il permet de choisir, non seulement λ , σ et δ , mais encore α et k_0 . Pour que les équations (36) donnent une solution acceptable, il faudra, en premier lieu, choisir une valeur de k_0 telle que

$$(37) \quad k_0 < \frac{1}{\alpha^2 m_1^2 \lambda^2}.$$

l'amplification relative est donc plus faible qu'avec le montage précédent — ce qui est évident *à priori*, en raison de la présence de circuits en parallèle. Il faut, d'autre part, que p et q soient positifs, ce qui, toutes réductions faites, exige que :

$$(38) \quad u > \frac{\sqrt{r}}{1 - \sqrt{r}} \quad \sqrt{k_0} < 1,$$

et que :

$$(39) \quad \sqrt{k_0} < \frac{B-1}{A(1+\alpha m_1)}.$$

Cette dernière condition limitera la valeur maximum acceptable pour k_0 .

Soit, par exemple, à réaliser un amplificateur pour lequel :

fréquence moyenne à amplifier.	100 key
largeur de bande	10 key
distorsion	10 0/0

prévu pour l'utilisation de lampes triodes normales ayant pour constantes :

$$\rho = 25.000, \text{ ohms,} \\ \kappa = 33.$$

nous trouvons d'abord les mêmes valeurs :

$$u = 0,6 \quad r = 0,09 \quad A = 2 \quad B = 2,537$$

qu'au paragraphe ci-dessus, ainsi que la même valeur $m_1 = 0,04$.
Si nous utilisons des circuits pour lesquels

$$l_1 \omega = 5000 \text{ ohms}$$

à la résonance, comme précédemment, nous aurons :

$$\alpha = \frac{25\,000}{5\,000} = 5,$$

d'où $\alpha m_1 = 0,2$.

La valeur limite admissible pour $\sqrt{k_0}$ est

$$\frac{B-1}{A(1+\alpha m_1)} = 0,64,$$

elle ne peut évidemment être admise, puisqu'elle conduirait à un circuit de résistance nulle. Admettons $\sqrt{k_0} = 0,5$, d'où

$$k_0 = 0,25$$

nous trouvons :

$$\begin{array}{lll} p = 0,5 & & \\ q = 0,41 & \text{d'où} & qm_1 = 0,0164 \\ \beta = 1,54 & \text{d'où} & \beta m_1 = 0,0616 \end{array}$$

La réactance du circuit accordé, sous la fréquence de 100 key, sera donc :

$$5\,000 \times 0,5 = 2\,500 \text{ ohms}$$

sa résistance sous cette même fréquence devra être égale à,

$$2500 \times 0,064 = 41 \text{ ohms}$$

les circuits désaccordés seront respectivement réglés sur :

$$\begin{aligned} 100(1 - \beta m_1) &= 93,8 \text{ key} \\ 100(1 + \beta m_1) &= 106,2 \text{ key} \quad \text{environ.} \end{aligned}$$

Enfin, l'amplification absolue de l'appareil sera :

$$k_0 K^2 = 306.$$

Malgré la grande valeur de l'amplification relative k_0 , elle est donc *dix fois* moindre que dans le cas précédent où l'on utilisait des lampes à écran.

Quoi qu'il en soit, ce montage est très intéressant lorsqu'on emploie des lampes triodes ordinaires ; il s'adapte, par contre, moins bien que le précédent à l'emploi de lampes à grande résistance intérieure.

47. — Remarque sur l'impédance de deux circuits antirésonnants en série.

Considérons deux circuits antirésonnants présentant sur leur longueur d'onde propre la même réactance $l_1\Omega$, les mêmes pertes m_1 , désaccordés de $+2\beta m_1$, analogues à ceux que nous avons précédemment utilisés.

L'impédance de ces deux circuits en série est :

$$(40) \quad Z = l_1\Omega \frac{m_1 + j\varepsilon}{m_1^2(1 + \beta^2) - \varepsilon^2 + 2mj\varepsilon}.$$

Considérons maintenant deux circuits *accordés* symétriques en série, ayant même self l_1 , mais dont les pertes aient respectivement pour valeur :

$$m_1(1 + \mu) \quad \text{et} \quad m_1(1 - \mu)$$

l'impédance de ces deux circuits placés en série est

$$(41) \quad Z = \frac{l_1\Omega(m_1 + j\varepsilon)}{m_1^2(1 - \mu^2) - \varepsilon^2 + 2m_1j\varepsilon}.$$

Lorsque deux circuits antirésonnants en série ont, pour leur résonance propre, même réactance à la résonance, l'on peut donc toujours représenter leur impédance par l'expression (40), β étant réel quand les circuits sont désaccordés et ont mêmes pertes, imaginaire pur quand les circuits sont accordés mais présentent des pertes différentes.

Nous utiliserons cette remarque au cours de l'étude des cellules ci-dessous.

48. — Exemple de cellule mixte du 7° degré.

Nous avons remarqué, au § 14 et en conclusion de l'étude des impédances élémentaires, qu'il n'était généralement pas possible d'utiliser efficacement une impédance résonnante en série avec une impédance antirésonnante. Cette conclusion souffre toutefois quelques exceptions, dans le cas où la compensation demandée à l'impédance résonnante est faible; les montages deviennent alors réalisables, quoique difficilement d'ailleurs.

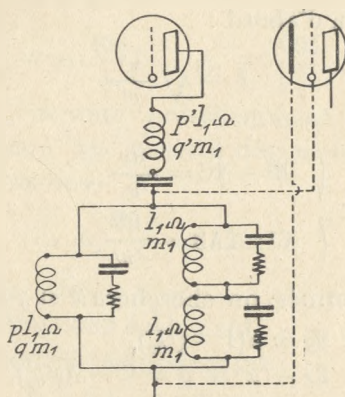


Fig. 44.

A titre d'exemple considérons la figure 44; on remarquera que l'impédance ne laisse pas passer le courant anodique, mais la difficulté n'est qu'apparente et peut être résolue en mettant en parallèle, soit avec le condensateur du circuit résonnant, soit avec l'élément résonnant tout entier, une résistance ohmique dont la valeur soit grande par rapport à celle de l'impédance shuntée.

La fonction amplificatrice est du 7° degré. En posant :

$$m_1^2 p' = \varpi \qquad m_1 x = \varphi,$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A(1 - \sqrt{k_0})xy. \\ B = x + z, \\ C = A\sqrt{k_0} = y + z. \end{array} \right.$$

on trouve sans difficulté la solution :

$$(44) \quad \left\{ \begin{array}{l} p = \frac{4\sigma}{1 - 2\sigma A \sqrt{k_0}}, \\ q = \frac{z(p+2)}{2} - (p+1), \\ p' = \frac{\sigma}{m_1^2}, \\ q' = 2x - \frac{\sigma}{\sigma}, \\ \beta^2 = \frac{p+2}{p} (y-z+1), \\ m_1 = \frac{\lambda}{b\sqrt{u}}. \end{array} \right.$$

On commencera donc par calculer les éléments auxiliaires A, B, C, x , y , z . On a d'abord :

$$(45) \quad A = \sqrt{\frac{u^2}{w}}$$

puis :

$$(46) \quad \left\{ \begin{array}{l} B^2 - 2C = \frac{uv}{w}, \\ C^2 - 2AB = \frac{u^2 s}{w}. \end{array} \right.$$

A, B, C, étant déterminés, on cherchera x et y à l'aide des équations

$$(47) \quad \left\{ \begin{array}{l} xy = A(1 - \sqrt{k_0}), \\ Bx - x^2 + y = C - A\sqrt{k_0}, \\ z = B - x. \end{array} \right.$$

Pour toutes les fonctions obtenues, on a $r = 0$, condition d'ailleurs avantageuse pour la sélectivité. La souplesse de cette combinaison est très grande, puisque l'on pourra choisir *à priori*

$$b, \alpha, \sigma, k_0$$

pour une valeur donnée de σ , δ et λ ; l'on peut également atteindre des amplifications relatives plus élevées qu'avec les cellules précédentes, ce qui est d'ailleurs nécessaire puisque ce montage s'accommode difficilement de l'emploi de lampes à très grande résistance seules capables de présenter des coefficients d'amplifications élevés.

A titre d'exemple proposons-nous de calculer les éléments de la cellule d'un amplificateur à deux étages répondant aux conditions ci-dessous :

largeur de la bande amplifiée	10 kcy
fréquence moyenne de travail	100 kcy
distorsion	10 o/o

sélectivité supérieure à 4 ;

amplification relative 0,16 ;

adapté à des lampes de résistance moyenne ayant pour constantes

$$K = 40 \quad \rho = 28\,300 \text{ ohms.}$$

Nous avons tout d'abord à déterminer ces coefficients de la fonction réduite correspondant à la sélectivité et à la distorsion désirées, avec $r = 0$. L'examen des planches I à X montre que le résultat cherché peut être atteint pour $\mu = 0,5$ $b^2 = 2$; pour $\delta = 10\,0/0$ et $r = 0$ on a alors $\sigma = 4,5$ environ. La planche V donne alors

$$W = 0,09 \quad \text{d'où}$$

$$u = 1 \quad s = 0,82 \quad v = -0,09.$$

On a, d'ailleurs :

$$\lambda = 0,05 \quad A = \frac{40}{3} \quad m_1 = \frac{0,05}{\sqrt{2}} = 0,03535.$$

Si nous admettons, comme précédemment, une réactance de 5 000 ohms pour chacun des circuits désaccordés à la résonance de ce circuit, nous trouvons,

$$\alpha = \frac{28,3}{5} = 5,66$$

d'où très sensiblement $m'\alpha = \varphi = 0,2$.

Reste à choisir ϖ ; admettons également $\varpi = 0,2$.

Les équations (46) donnent sensiblement :

$$B = 3,1 \quad C = 5,4$$

et les équations (47) déterminent alors les valeurs :

$$x = 1 \quad y = 2 \quad z = 2,1$$

d'où en définitive :

$$\left\{ \begin{array}{l} p' = 160 \\ q' = 1 \\ p = 1,71 \\ q = 1,165 \\ \beta = 1,396. \end{array} \right.$$

Les circuits désaccordés seront donc accordés respectivement sur :

$$\begin{aligned} 100 (1 + \beta m_1) &= 104,9 \text{ kcy} \\ 100 (1 - \beta m_1) &= 95,1 \text{ kcy.} \end{aligned}$$

La valeur de p' montre que la réalisation de la self du circuit résonnant sera difficile, puisqu'elle devra comporter sensiblement 13 fois plus de spires que la self d'un des circuits désaccordés. Ces deux dernières, qui doivent avoir même réactance que les résonances de leur circuit propre, ne sont d'ailleurs pas égales, puisque la fré-

quence de résonance sont différentes; elles auront respectivement pour valeur :

$$\frac{5\,000}{2\pi\,104,9\,10^3} = 7,58\,10^{-3}\text{ key}$$

$$\frac{5\,000}{2\pi\,95,1\,10^3} = 8,37\,10^{-3}\text{ key}.$$

L'amplification absolue de l'appareil est :

$$1600 \times 0,16 = 256.$$

Pour laisser passer le courant anodique, il faut shunter le circuit résonnant par une résistance de valeur beaucoup plus élevée que l'impédance de cet élément résonnant. Or, à la résonance, cette dernière est :

$$160 \times 5\,000 \times 0,035 = 28.000\text{ ohms},$$

il faudra donc employer une résistance de l'ordre de 300.000 ohms, introduisant une chute de tension de l'ordre de 400 volts dans le circuit anodique.

Pour pouvoir réaliser la self du circuit antirésonnant, il faudra lui donner des dimensions beaucoup plus grandes que celles que l'on adopte pour les primaires ou secondaires des transformateurs MF et la bobiner en fil plus gros; on ne peut songer à introduire un noyau de fer, qui rendrait impossible la réalisation des pertes imposées.

En résumé, l'appareil obtenu est très sélectif — puisqu'il affaiblit 5,5 fois une émission distante de 10 key de l'émission à recevoir, mais il se présente comme encombrant, d'une réalisation difficile, et ne donne qu'une amplification modérée.

49. — Cellule du 7^e degré à grande impédance.

Considérons le montage de la figure 45 comprenant un circuit accordé sur la fréquence médiane de la bande, en série avec un système de deux circuits désaccordés. Posons :

$$(46) \left\{ \begin{array}{l} \frac{2\alpha A}{m^2} = (p + 2\alpha m q)(1 + \beta^2) + 2q, \\ 2\alpha B = p + 2\alpha m q + 2 + 4\alpha m, \\ \frac{2\alpha C}{m^2} = 2(p + 2\alpha m q) + 2\alpha m(1 + \beta^2) + 2q + 2, \\ \frac{(p + 2)D}{m^2} = p(1 + \beta^2) + 2q, \\ \frac{(p + 2)E}{m} = p + q + 1. \end{array} \right.$$

On vérifiera que les quantités auxiliaires ABCDE sont déterminées par les équations :

$$(17) \quad \left\{ \begin{array}{l} A^2 = \frac{\lambda^6}{b^4 w}, \quad B^2 - 2C = \frac{v}{w} \frac{\lambda^2}{b^2}, \quad C^2 - 2AB = \frac{s}{w} \frac{\lambda^4}{b^4}, \\ D^2 = \frac{\lambda^4}{b^4 r}, \quad 4E^2 - 2D = \frac{u}{r} \frac{\lambda^2}{b^2}. \end{array} \right.$$

Ces quantités une fois déterminées, la résolution des équations (46) donnera

$$p, q, m, \alpha, \beta,$$

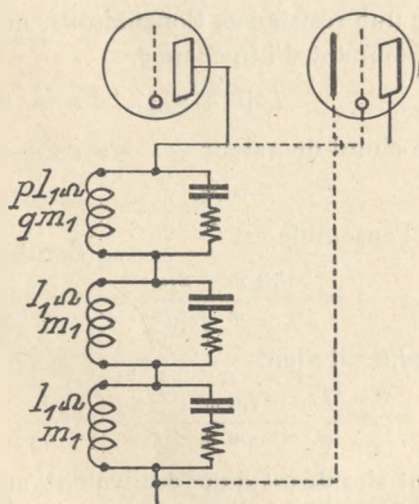


Fig. 45.

on aura enfin

$$k_0 = \frac{(p+2)^2 D^2}{4\alpha^2 A^2}.$$

La résolution des équations (46) s'opérera en éliminant $p + 2\alpha m q$ entre les trois premières équations, ce qui donnera deux équations linéaires en q et $1 + \beta^2$ qui permettront d'exprimer ces quantités en fonction de α, m, A, B, C , en reportant ces valeurs de q et $1 + \beta^2$ dans les deux dernières équations, l'on obtiendra deux équations en α et m , après élimination de p à l'aide de la 2^e équation où l'on aura remplacé q par son expression en fonction de α et m .

Ces deux dernières équations se résoudre graphiquement en traçant les courbes $\alpha = f(m)$ correspondantes.

50. — Réactances négatives

Le type de cellule étudié au § 48 comportait un circuit résonnant

en série avec un système antirésonnant complexe, et, pour laisser passer le courant anodique sans altérer sensiblement les propriétés du circuit résonnant, nous avons été conduit à le shunter par une *très grande* résistance.

Nous étudierons plus loin des types de cellule dont la détermination conduit en général à des impédances antirésonnantes de *réactance négative*. Nous nous proposons de montrer que, dans certaines conditions, un circuit résonnant shunté est assimilable, au voisinage de la résonance, à un circuit antirésonnant de *réactance négative*, placé en série avec une résistance. Considérons, en effet, l'ensemble d'un circuit antirésonnant d'impédance.

$$l_1 \Omega [m + 2j\varepsilon]$$

et d'une résistance shunt de valeur

$$\varpi l_1 \Omega,$$

L'impédance de l'ensemble est

$$z = \frac{\varpi l_1 \Omega (m + 2j\varepsilon)}{\varpi + m + 2j\varepsilon},$$

posons $z = z_1 + \varpi l_1 \Omega$ il vient

$$z_1 = - \frac{l_1 \Omega \varpi^2}{\varpi + m + 2j\varepsilon},$$

le circuit résonnant shunté est donc équivalent, au voisinage de la résonance, à une impédance antirésonnante z_1 de réactance négative, de la forme

$$z_1 = - l_2 \Omega \frac{p'}{2(m_1 + j\varepsilon)}$$

placée en série avec une résistance égale à celle qui shuntée sur le circuit résonnant. On a d'ailleurs :

$$p' = \varpi^2 \quad m = 2m_1 - \sqrt{p'}.$$

Comme on pourra choisir la valeur de $l_2 \Omega$, p peut avoir une valeur quelconque, sous la seule réserve que la self $\frac{l_1}{p}$ soit réalisable avec une longueur d'onde propre notablement inférieure à l'onde de travail; pour que m soit positif, on sera généralement conduit à adopter une grande valeur de l_1 , une petite valeur de p ; la résistance shunt $\varpi = \sqrt{p}$ est alors modérée, et le système est bien différent de celui considéré au § 59, dans lequel ϖ avait une très grande valeur.

51. — Cellules diverses du 7^e degré, comportant des réactances négatives.

Considérons d'abord la même succession de circuits antirésonnants que sur la figure 45, mais effectuons la prise de grille, non plus en tête de la cellule, mais entre le premier circuit accordé et l'ensemble des circuits désaccordés. Nous trouvons :

$$(48) \quad \left\{ \begin{array}{l} m_1 = \frac{\lambda}{b} \sqrt{\frac{2}{u \pm \sqrt{u^2 - 4r}}}, \\ q = \frac{u \pm \sqrt{u^2 - 4r}}{2\sqrt{r}}, \\ \beta^2 = \frac{m_1 \alpha (N - 2M + 3) + 1 - q}{m_1 \alpha}, \\ p = 2m_1 \alpha (M - 2 - 9) - 2, \\ k_0 = \frac{b^2 w}{\alpha^2 \lambda^2 r}. \end{array} \right.$$

M et N étant déterminés par :

$$(49) \quad \left\{ \begin{array}{l} N = \frac{M^2}{2} - \frac{v(u \pm \sqrt{u^2 - 4r})}{4w}, \\ N = \sqrt{\frac{2M}{\sqrt{w}}} \sqrt{\left(\frac{u \pm \sqrt{u^2 - 4r}}{2}\right)^2 + \frac{s(u \pm \sqrt{u^2 - 4r})^2}{4w}}, \end{array} \right.$$

et $m_1 \alpha$ étant racine de :

$$(50) \quad m_1^2 \alpha^2 \left[\frac{1}{\sqrt{w}} \sqrt{\left(\frac{u \pm \sqrt{u^2 - 4r}}{2}\right)^3} - (M - 2)(N - 2M + 4) \right] + m_1 \alpha [N - 2M + 4 - q + (M - 2)(q - 1)] + 1 - q = 0.$$

Les seules valeurs acceptables pour u sont les valeurs positives telles que l'on ait en outre :

$$u^2 > 4r.$$

Les équations ci-dessus déterminent en général pour p une valeur négative; l'on sera donc conduit, conformément aux indications du paragraphe précédent, à remplacer le circuit antirésonnant accordé par un circuit résonnant shunté.

Soit, par exemple, à réaliser un amplificateur pour lequel :

$$\delta = 100/0 \quad \sigma = 4$$

adoptons $\mu = 0,5$ $b^2 = 2$: la planche V donne :

$$r = 0,01 \quad w = 0,09,$$

$$\text{d'où} \quad u = 0,97 \quad s = 0,79 \quad v = -0,08,$$

$$u^2 - 4r = 0,9.$$

On vérifiera que le signe + devant le radical $\sqrt{u^2 - 4r}$ donne seul

ici une solution acceptable, on aura :

$$\begin{array}{ll} m_1 = 0,036 & q = 9,25 \\ M = 3 & N = 5. \end{array}$$

L'équation du second degré en $m_1\alpha$ détermine deux valeurs de $m_1\alpha$ qui sont respectivement

$$m_1\alpha = 32,3 \quad m_1\alpha = 4,72.$$

Pour la première valeur nous trouvons :

$$p = -298,5 \quad \beta = 1,319.$$

Admettons pour la self du circuit résonnant shunté que nous aurons à substituer au circuit antirésonnant accordé de réactance négative, une réactance à la résonance de

$$L\Omega = 15000 \text{ ohms}$$

et un coefficient de perte

$$m = 0,016.$$

Nous trouvons

$$\omega = 29m_1 - m = 0,63 \quad \omega^2 = 0,42,$$

$$\text{d'où} \quad p l_1 \Omega = \omega^2 l \Omega = 6300 \text{ ohms} \quad l_1 \Omega = 23,4 \text{ ohms}$$

la réactance des circuits désaccordés est donc très faible; la résistance shunt a pour valeur

$$\omega L \Omega = 9\,750 \text{ ohms.}$$

Nous ne devons pas oublier que le circuit résonnant shunté est équivalent au circuit antirésonnant de réactance négative en série avec la résistance ωL ; la quantité $\alpha l_1 \Omega$ représente donc la somme des résistances ρ et $\omega L \Omega$; l'on a, par suite

$$\rho + 9\,750 = \alpha l_1 \Omega = 30\,994 \text{ ohms}$$

d'où

$$\rho = 21\,244 \text{ ohms.}$$

On trouve enfin

$$k_0 = 0,009,$$

valeur très faible en raison de la faible réactance des circuits désaccordés. Pour la valeur trouvée pour ρ , nous pourrions trouver des lampes ayant pour coefficient d'amplification $K = 35$; on aura comme amplification absolue pour deux étages :

$$k_0 K^2 = 11.$$

Les circuits désaccordés seront réglés respectivement sur :

$$100(1 - \beta m_1) = 95,25 \text{ key.}$$

$$100(1 + \beta m_1) = 104,75 \text{ key}$$

Adoptons maintenant pour $m_1\alpha$ la valeur

$$m_1\alpha = 4,72$$

correspondant à la 2^e racine de l'équation en $m_1 z$. Conservons la même self pour le circuit résonnant shunté

$$L\Omega = 15\,000 \quad m = 0,46.$$

Nous trouvons la même valeur de α , $\alpha L\Omega$ et $\alpha^2 L\Omega$, d'où

$$l_1\Omega = \frac{6300}{p} \text{ avec maintenant}$$

$$p = -39,88 \text{ soit environ } -40$$

$$l_1\Omega = 157,5 \text{ ohms}$$

d'où

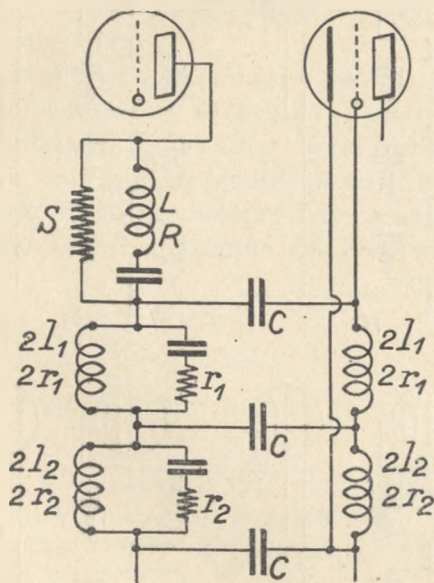


Fig. 46.

Nous avons d'autre part

$$\alpha = \frac{4,72}{0,036} = 131,1$$

$$\rho + 9\,750 = 20\,648 \text{ ohms.}$$

$$\rho = 10\,898 \text{ ohms soit } 10\,900 \text{ ohms environ.}$$

L'on a enfin :

$$k_0 = 0,404.$$

L'amplification relative est cette fois importante : c'est donc cette valeur de $m_1 z$ qu'il faut adopter. Le montage ne s'accommode que de lampes triodes normales; pour la valeur trouvée pour ρ , l'on pourra réaliser un coefficient d'amplification K de l'ordre de 20, et l'on aura :

$$k_1 K^2 = 161.$$

La figure 46 représente la cellule ainsi déterminée, avec le mode de liaison pour alimentation par batterie. L'on a ici

$$\beta = 0,5.$$

les circuits désaccordés seront donc réglés sur :

$$100 (1 + \beta m_1) = 101,8 \text{ key}$$

$$100 (1 - \beta m_1) = 98,2 \text{ key}$$

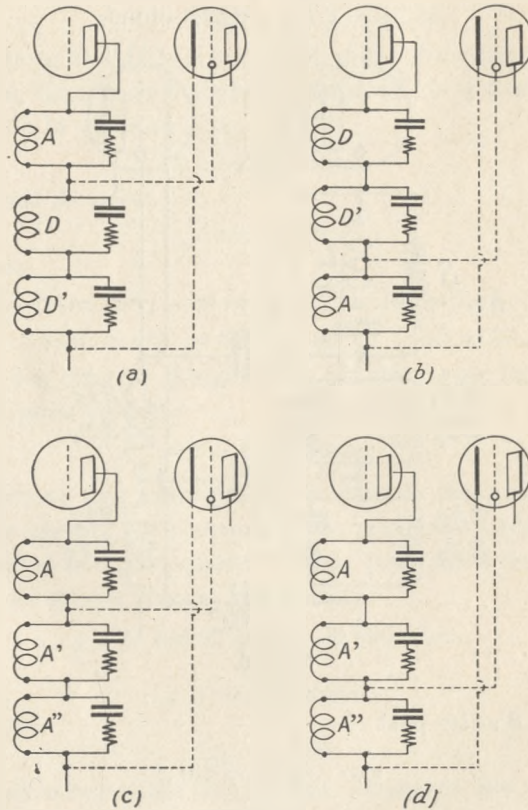


Fig. 47.

Nous ne pouvons multiplier indéfiniment le nombre des exemples. L'on vérifiera aisément que toutes les cellules comprenant trois circuits antirésonnants en série, accordés ou non, et dont la figure 47 représente les principaux types, conduisent généralement, pour les grandes valeurs de la sélectivité, à l'utilisation de réactances négatives, qui limitent beaucoup l'amplification relative k_0 . L'on ne s'affranchit de cette sujétion qu'en adoptant de faibles sélectivités — l'appareil perd alors tout intérêt — ou en utilisant des courbes ayant

3 maxima dans la bande, et dans ce dernier cas, l'amplitude des maxima secondaires est généralement inférieure à celle du maximum central : l'amplificateur se comporte comme un appareil à distorsion négative avec un grand affaiblissement des notes moyennes de la gamme audible.

Pour intéressants que soient les résultats donnés par les cellules à trois circuits antirésonnants en série, ils ne sont pas aussi brillants, à beaucoup près, que pourraient le laisser croire les calculs faits sans tenir compte des résistances : l'existence de pertes ohmiques, même *très faibles*, modifie considérablement les propriétés d'une cellule à grande impédance.

Dans un intéressant article paru dans l'*Onde Electrique* en février 1927, M. Blanchard a étudié en particulier, dans l'hypothèse où les résistances sont nulles, les propriétés de la cellule de la figure 47b ; il est intéressant de voir quelles modifications il faut apporter aux résultats obtenus par cet auteur lorsque l'on considère des circuits symétriques et que l'on tient compte des résistances. On trouve aisément

$$(51) \quad \left\{ \begin{aligned} \beta &= \sqrt{\frac{2\sqrt{r} - u}{2\sqrt{r}}}, \\ m_1^2 &= \frac{\lambda^2}{b^2\sqrt{r}(1 + \beta^2)}, \\ xm_1 &= \frac{\beta^2}{C - A + (B - 3)(1 + \beta^2) - 2(B - 2)}, \\ q &= 1 + xm[C - 1 - \beta^2 - 2(B - 2)], \\ p &= 2xm[B - 2 - 9] - 2, \\ k_0 &= \frac{h^2(1 + \beta^2)^2}{4\alpha^2 m^2 A^2}. \end{aligned} \right.$$

Les quantités λ , B, C étant déterminées par :

$$(52) \quad \left\{ \begin{aligned} A^2 &= \frac{\sqrt{r^3}(1 + \beta^2)^3}{W}, \\ B^2 - 2C &= \frac{2\sqrt{r}(1 + \beta^2)}{W}, \\ C^2 - 2AB &= \frac{sr(1 + \beta^2)^2}{W}. \end{aligned} \right.$$

Ces équations ne déterminent des valeurs positives pour p et mx que dans l'hypothèse où l'on admet trois maxima dans la bande ; dans ce cas, la distorsion est complexe ; il est, en effet, possible (cf. l'article de Blanchard cité ci-dessus) d'obtenir des amplitudes égales pour les 3 maxima *quand les résistances sont nulles* ; mais il suffit de se reporter aux équations du § 34 pour constater que, si l'on tient

compte des résistances, la condition $\delta = 0$ entraîne nécessairement $\sigma = 0$.

Dans tous les cas, les valeurs obtenues pour la sélectivité sont très inférieures à celles que l'on obtient en négligeant les résistances.

Ce montage permet également de réaliser des amplificateurs à 2 maxima dans la bande : l'on aura toujours alors à utiliser des réactances négatives.

52. — *Réalisation des cellules à grand affaiblissement proche et amplification non nulle à l'infini.*

Nous avons vu au chapitre V que les fonctions amplificatrices avec amplification non nulle à grande distance de la bande permettaient d'obtenir des valeurs élevées de la sélectivité. Pour réaliser ces cellules, il faut disposer à leur base une impédance présentant de part et d'autre de la bande, deux zones d'affaiblissement intense. Considérons deux circuits résonnants shuntés équivalents à des réactances négatives placées en série avec une résistance ; mettons les deux circuits résonnants shuntés en parallèle, le premier étant accordé sur la pulsation

$$\Omega(1 + \beta m_1)$$

et le deuxième sur

$$\Omega(1 - \beta m_1).$$

Soit $L\Omega$ la réactance de l'une des selfs ; l'impédance de l'ensemble des deux circuits shuntés ci-dessus est de la forme

$$Z = z_1 + \frac{\omega}{2},$$

ω étant la résistance shuntant l'un des circuits, et l'on a

$$Z_1 = \frac{-\omega^2 L \Omega (m + 2j\epsilon)}{2[\omega(m + 2j\epsilon) + m^2(1 + 4\beta^2) + 4jm\epsilon - 4\epsilon^2]}.$$

elle présente donc bien deux zones de très grand affaiblissement ; l'impédance Z sera très faible pour deux fréquences privilégiées, puis tendue vers la valeur $\frac{\omega}{2}$ à grande distance de la bande.

L'emploi de ce type d'impédance à la base d'une cellule comportant en tête diverses combinaisons de circuits antirésonnants permet d'imaginer de multiples combinaisons à grande sélectivité.

CHAPITRE X

EXEMPLES DE RÉALISATION

53. — *Nature des exemples choisis.*

Ainsi que nous l'avons exposé, l'on peut concevoir un grand nombre de façons de réaliser les cellules donnant une courbe d'amplification de degré déterminé : le chapitre précédent n'en donne que quelques exemples, et il n'entre pas dans le but de cet ouvrage de les étudier tous, mais seulement de déterminer une méthode qui permette de calculer rapidement les éléments d'une cellule de type donné, dont on exige une sélectivité et une distorsion données.

A titre d'exemple, et pour montrer comment cette méthode s'applique au calcul pratique d'un amplificateur, nous étudierons successivement la réalisation de deux types d'appareils notablement différents :

1° Un récepteur superhétérodyne compensé couvrant la gamme 200-2000 mètres, comportant 2 étages d'amplification MF ;

2° Un amplificateur MF à 3 étages à grande amplification, destiné exclusivement à l'amplification d'ondes courtes pour un service public de radiotéléphonie ; le superhétérodyne correspondant étant prévu pour la gamme 10-100 mètres.

Le premier appareil devra correspondre à une construction économique permettant sa vente à un prix abordable ; le second sera un appareil plus soigné, il devra présenter le maximum de sélectivité, d'amplification et de stabilité.

54. — *Amplificateur MF à 2 étages pour superhétérodyne 200-2000^m*

Indépendamment de la gamme de réception, les conditions imposées à l'appareil sont :

1° Compensation de la distorsion des circuits d'accord, de manière à réduire la distorsion résultante à la valeur $\Delta = 5\ 0/0$;

2° réalisation d'étages prévus pour fonctionner avec des lampes à écran de grille ;

3° alimentation sur le secteur.

La construction devra en outre être économique, ce qui nous conduit à envisager l'emploi de cellules relativement simples. Nous adopterons le type de cellule désaccordée du 5^e degré, et nous les déterminerons de manière à obtenir le maximum de sélectivité et d'amplification compatibles avec les conditions ci-dessus

Circuits d'accord. — La gamme 200-2000 pourrait, à la rigueur, être couverte par 2 circuits; il est préférable d'en utiliser trois couvrant respectivement les gammes partielles :

200-500^m 400-1000^m 800-2000^m.

Pour améliorer la sensibilité, nous serons conduits à réaliser soigneusement le circuit ondes courtes. Si l'on emploie comme condensateur d'accord une variable 0,5 mμf, on peut obtenir pour le circuit ondes courtes une valeur de m inférieure à 0,01; mais il faut alors utiliser une bobine cylindrique en fil nu *sans carcasse*, trop fragile pour un appareil destiné à être mis dans le commerce. En conservant le fil nu, mais en entretoisant les spires à l'aide de cales en ébonite, nous réaliserons une bobine fil en 20/10 dont la résistance en haute fréquence sera de l'ordre de 30 ohms sur la longueur d'onde de 500 m correspondant à 0,5 mμf: on a alors

$$m = 0,016.$$

La figure 16 montre que la distorsion correspondante est 30 o/o, nous serons donc conduits à prévoir la même distorsion pour les 2 autres circuits d'accord, si nous voulons que la compensation soit réalisée dans toute l'étendue de la gamme de réception et nous aurons à réaliser les circuits ci-dessous :

Gamme couverte	200 — 500 ^m	400 — 1000 ^m	800 — 2000 ^m
Valeur de m	0,016	0,032	0,064
Résistance en HF pour l'onde la plus longue	30 ohms	120 ohms	480 ohms.

Détermination des éléments de la fonction réduite.

La valeur de la fréquence intermédiaire doit être au plus égale à la moitié de la plus basse des fréquences à hétérodynes, qui est 150 key. Nous adopterons la valeur $66 \frac{2}{3}$ fréquemment utilisée.

Cela posé, nous aurons à déterminer u et r (§§ 27 et 45) de manière à compenser à 5 o/o près une distorsion de — 30 o/o et à réaliser pour α une valeur permettant l'emploi des lampes à écran. Nous

déterminerons d'abord approximativement l'ordre de grandeur de r ; comme $\delta = -30\ 0/0$, la valeur de δ_1 figurant dans l'expression réduite de la tension aux bornes du condensateur d'accord est (§§ 34 et 36):

$$\delta_1 = \frac{-\delta}{1+\delta} = 0,428.$$

La distorsion positive de l'amplificateur sera supérieure à 0,428 et inférieure à 0,428 + 0,05 et 0,478, ce qui, d'après l'expression de r en fonction de la distorsion (§ 27) correspond à une valeur de r de l'ordre de 0,3.

Nous devons d'autre part adopter pour u une valeur telle que

$$u > \frac{\sqrt{r}}{1+\sqrt{r}} \left(1 + \sqrt{\frac{3\sqrt{r}+5}{1-\sqrt{r}}} \right)$$

et assez voisine de cette limite, de façon à obtenir une faible valeur pour $\beta - 2$, et, par conséquent, une grande valeur de zm_1 correspondant à l'emploi de lampes à écran (§ 45). Nous admettrons $u = 1,24$, d'où

$$b^2 = u + 2 = 3,24 \qquad b = 1,8.$$

Calcul de la compensation,

Ce calcul se résume à déterminer, d'après le § 36, la valeur α' de la distance réduite entre maxima dans la bande. L'équation en α' devient ici ;

$$1,13\alpha'^4 - 6,3\alpha'^3 + 5,2\alpha'^2 - 0,7\alpha' + 0,35 = 0,$$

elle a pour racine comprise entre 0 et 1 :

$$\alpha' = 0,946,$$

nous aurons donc ;

$$\delta' = \Delta - \frac{\alpha'^2(1+\Delta)}{1+\delta} = 0,45.$$

L'amplificateur doit donc être calculé pour une distorsion de 45 0/0 et une largeur de bandes égales à

$$10\alpha b = 17 \text{ kilocycles.}$$

Nous avons d'autre part

$$r = \frac{0,45}{1,45} = 0,31.$$

Détermination des éléments de la cellule.

Les formules du § 45 permettent ce calcul en faisant intervenir la demi largeur relative de la bande :

$$\lambda = \frac{17}{2 \times 66 \frac{2}{3}} = 0,127.$$

Nous avons alors, à l'aide des relations du § 45 :

$$\begin{aligned} A &= 2,23, \\ B &= 2,325, \\ m_1 &= 0,063, \\ \alpha &= 48,88, \\ \beta &= 0,95 \quad \text{d'où} \quad \beta m_1 = 0,06, \\ k_0 &= 0,022. \end{aligned}$$

Les circuits seront donc accordés respectivement sur

$$66 \frac{2}{3} (1 - 0,06) = 62,66 \text{ kcy},$$

$$66 \frac{2}{3} (1 + 0,06) = 70,66 \text{ kcy}.$$

Pour déterminer les selfs, nous admettrons l'emploi d'une capacité d'accord de l'ordre de 3 *mf*; il est facile, avec cette valeur, de réaliser pour m_1 la valeur 0,063 trouvée ci-dessus. Nous aurons alors :

$$l_1 \Omega = \frac{1}{C \Omega_1} = 5000 \text{ ohms},$$

d'où, pour le premier circuit :

$$l = \frac{5000 \cdot 10^{-3}}{2\pi \times 62,66} = 12,7 \cdot 10^{-3} \text{ kcy}$$

et pour le second :

$$l = \frac{5000 \cdot 10^{-3}}{2\pi \times 70,66} = 11,2 \cdot 10^{-3} \text{ kcy}.$$

La formule de Nagaoka montre, en première approximation, que ces selfs pourront être réalisées à l'aide d'une galette de 4 cm. de diamètre moyen et 1 cm. d'épaisseur comportant moins de 700 spires. La résistance en haute fréquence de l'un des bobinages devra être

$$5000 \times 0,063 = 315 \text{ ohms}.$$

La réalisation des bobinages ne présente donc pas de difficulté.

Reste maintenant à déterminer le mode d'emploi des lampes, la valeur de l'amplification totale et de la sélectivité.

Conditions d'utilisation des lampes.

Nous aurons :

$$\rho = \alpha l_1 \Omega = 244.400 \text{ ohms}.$$

Si nous utilisons la lampe E 442 philips, avec une tension ano-

dique de 150 volts, l'examen de la courbe qui donne la résistance intérieure en fonction de la tension écran, montre que cette dernière devra être égale, non à la moitié de la tension anodique, comme on le fait généralement, mais à 70 volts environ; l'on a alors

$$K = 200,$$

et l'amplification réelle de l'appareil est :

$$k_0 K^2 = 880,$$

malgré la faible valeur de k_0 , elle est donc notablement supérieure à ce que l'on pourrait obtenir avec un amplificateur à 2 étages à résonance équipé avec des triodes normales, même en sacrifiant la distorsion pour obtenir une grande amplification.

Sélectivité. — Elle se calculera pour l'ensemble du circuit d'accord et de l'amplificateur compensé; il est évident que, pour ce dernier pris isolément, elle n'aurait aucun sens, sa largeur de bande étant supérieure à la largeur de la bande résultante.

La fonction réduite totale est :

$$\frac{1,385x^2 + 1}{(1 + 0,428x^2)(0,387x^4 + 0,263x^2 + 1)}.$$

ce qui donne $\tau + \sigma = 3,41$. Nous discuterons plus loin ce résultat, par comparaison avec un appareil usuel à résonance.

Sensibilité. — Abstraction faite de l'amplification apportée par la lampe changeuse de fréquence — qui serait la même avec n'importe quel amplificateur — nous définirons la sensibilité comme le rapport entre la tension utile entre grille et filament de la lampe détectrice, à la f.e.m. induite dans le circuit d'accord, elle a pour valeur :

$$s = \frac{1}{m} k_0 K^2,$$

m étant le coefficient de pertes du circuit d'accord; nous trouvons ainsi sur les trois gammes partielles,

gamme	200-500 ^m	400-1 000 ^m	800-2 000 ^m
sensibilité	70 875	35 437	17 718

Schéma. — La figure 48 donne le schéma général de l'appareil ci-dessus, les cathodes étant montées en cascade conformément à la figure 34 a. Les filaments peuvent être alimentés, soit en utilisant le transformateur d'alimentation en autotransformateur, soit à l'aide de

secondaires séparés, conformément à la figure. Cette deuxième disposition est préférable; pour éviter qu'il ne puisse exister entre les circuits de chauffage et les cathodes correspondantes, une différence de potentiel trop élevée qui pourrait nuire à la conservation de la lampe, chaque secondaire de chauffage est relié à la cathode correspondante par une résistance d'écoulement. Pour que le changement de fréquence n'introduise pas de distorsion, nous avons supposé l'emploi d'une hétérodyne séparée H non représentée dont la plaque

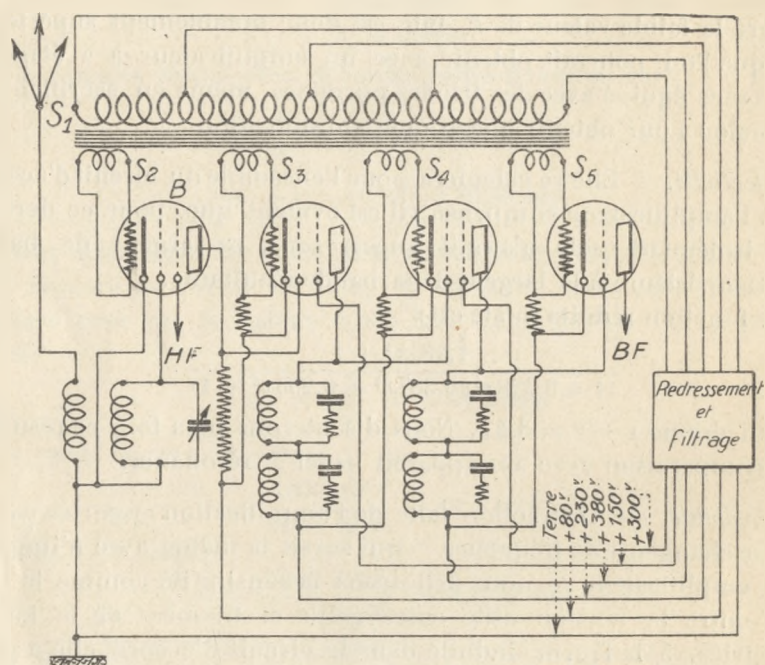


Fig. 48.

est couplée avec l'une des grilles de la bigrille B chargeuse de fréquence, dont le circuit anodique est monté à résistance. Cette disposition qui réduit l'amplification supplémentaire apportée par la lampe B à une valeur de l'ordre de 3 ou 4, est parfaitement admissible, étant donné la grande sensibilité de l'appareil.

Sur la figure, les tensions écran ont été supposées réalisées à l'aide de diviseurs de tension après redressement (non représenté).

Résultats. Comparaison de l'appareil ci-dessus avec un changeur de fréquence de type courant.

La valeur trouvée ci-dessus pour la sélectivité totale montre qu'une

émission distante de 10 key de l'émission à recevoir est reçue avec une intensité 3,41 fois plus faible. Ce résultat surprendra au premier abord, et donnera à penser que l'appareil est peu sélectif, si l'on en juge, soit par les affirmations de certains constructeurs, soit encore par les résultats de calculs faits sans tenir compte des résistances.

Pour faire la comparaison correcte, il faut examiner ce que donnerait un amplificateur normal à résonance présentant *la même distorsion*. Nous voyons d'abord qu'il faudra réduire la distorsion du système d'accord à moins de 5 o/o, sa distorsion s'ajoutant à celle de l'amplificateur — ce qui conduit à un circuit d'accord très amorti et réduit considérablement la sensibilité. Si nous admettons que l'on partage par parties égales la distorsion entre le circuit d'accord et l'amplificateur, soit — 2,5 o/o pour chacun d'eux, nous devons avoir pour le premier; d'après la figure 16 :

$$\begin{array}{ll} \text{sur } 500 \text{ m.} & m = 0,32, \\ \text{sur } 1\,000 \text{ m.} & m = 0,64, \\ \text{sur } 2\,000 \text{ m.} & m = 1,28. \end{array}$$

La sensibilité du système d'accord serait donc 20 fois moindre qu'avec l'appareil précédent. D'autre part, si nous nous reportons aux §§ 20, 19 et 42, nous voyons qu'un amplificateur à résonance à 2 étages dont la distorsion serait — 2,5 o/o donnera :

$$\sigma = \frac{-4\delta}{1 + \delta} = 0,0985.$$

L'ensemble du système d'accord et de l'amplificateur produise donc, sur l'émission distante de 10 key de l'émission à recevoir, et en tenant compte de ce que

$$\delta_1 = \frac{-\delta}{1 + \delta} = 0,0216,$$

un affaiblissement égal à

$$\frac{1}{1 + 4\delta'} \times \frac{1}{1 + \sigma} = \frac{1}{1,2}$$

cette émission sera donc reçue seulement 1,2 fois moins fort que l'émission à recevoir ; nous sommes loin du facteur 3,41. Mais ce n'est pas tout, pour cet appareil, on aurait, en effet,

$$4\alpha^2\lambda^2k_0 = \frac{\sigma}{4} = 0,0246,$$

$$\alpha^2k_0 = 1,09$$

comme k_0 est inférieur à 1, il est tout à fait impossible d'utiliser des lampes à écran. Avec divers types de lampes, nous obtenons les résultats ci-dessous, pour des circuits pour lesquels $\Omega = 5\,000$:

lampe	ρ	K	α	k_0	amplification.
A 415 Philips	7 500	15	1,5	0,484	108,9
Gécovalve MH4	23 000	35	4,6	0,151	62,5

Ainsi, nous obtenons, pour l'amplificateur lui-même, une amplification 10 fois plus faible que dans le cas précédent : comme le circuit d'accord est 20 fois moins sensible, la sensibilité totale est 200 fois moindre. Ainsi la sélectivité et la sensibilité, à *distorsion égale*, sont considérablement améliorées par l'emploi des amplificateurs de bande. Comme les appareils du commerce ont une sensibilité très inférieure, en général, à celle du changeur de fréquence à résonance que nous venons de prendre pour terme de comparaison, une conclusion s'impose ; ils infligent alors à l'audition une considérable distorsion. Bien entendu, si, avec l'amplificateur de bande, nous tolérions une distorsion aussi forte que celle des appareils à résonance actuellement sur le marché, nous obtiendrions une sélectivité quasi-parfaite, mais d'ailleurs bien inutile.

Il ne faut pas se laisser surprendre, en effet, par la valeur relativement modérée de 3,41 que nous avons trouvée pour l'affaiblissement ; il est, en effet, extrêmement rare que l'on ait à séparer 2 stations distantes de 10 kilocycles. Prenons, pour fixer les idées, un point de comparaison qui a été fréquemment utilisé pour mettre en lumière les qualités sélectives d'un récepteur : la séparation de Radio Paris (174 kcy) et de Daventry (193 kcy) ; l'écart est 19 kcy, d'où pour la fonction réduite $x = 3,95$; nous trouvons un affaiblissement de

$$1 + \Sigma = 30,6$$

avec l'appareil que nous avons étudié ci-dessus. Comme le rapport des intensités de deux réceptions l'une audible, l'autre non audible en haut parleur, est de l'ordre de 1 à 10, nous voyons que l'on pourra éliminer de façon pratiquement absolue Radio Paris dans l'écoute de Daventry, en tous les points où le champ de la première station n'est pas plus de 3 fois plus fort que celui de la seconde. Encore faut-il remarquer que le chiffre de 30,6 est trop faible (le calcul exact donne ait 35,4) : pour $x = 3,95$ nous sommes, en effet, déjà trop loin de la bande pour que les approximations faites dans l'évaluation des impédances en fonction de ε soient encore légitimes.

En résumé, et devant les résultats fournis par un amplificateur de

bande aussi simple que celui que nous venons de calculer, on ne peut que s'étonner du peu de diffusion de ce genre d'appareils.

55. — *Amplificateur à 3 étages pour superhétérodyne à ondes courtes*

Nous allons calculer les éléments d'un appareil très différent du précédent : c'est un amplificateur MF à 3 étages, destiné à équiper le 2^e amplificateur MF d'un double changeur de fréquence pour la réception des ondes de 10 à 100 m.

L'appareil devant être utilisé pour la réception de communications radiotéléphoniques publiques devra présenter le maximum de stabilité; comme il est d'ailleurs précédé d'un premier amplificateur, il sera équipé avec des lampes normales à faible coefficient d'amplification. Ni l'un ni l'autre de ces amplificateurs n'auront d'ailleurs besoin d'être compensés, la distorsion due au système d'accord étant très faible sur la gamme considérée.

Le premier amplificateur MF sera réglé sur 300 kcy équipé avec des cellules à distorsion négative et prévu pour une largeur de bande de 10 kcy. Le 2^e, que nous étudierons seulement ici, sera réglé sur 125 kcy, et, pour faciliter les réglages, prévus pour une bande beaucoup plus large de 30 kcy. Il sera en outre, astreint à présenter un palier au milieu de la bande, de manière à ne pas introduire de distorsion sensible entre + 5 et — 5 kcy. En dehors de cet intervalle, nous pourrions tolérer une distorsion notable sans inconvénient en raison de l'affaiblissement dû au premier amplificateur : nous admettrons 15 0/0 pour les 3 étages. Enfin, nous imposerons à l'appareil un affaiblissement égal à 18 pour une émission distante de 30 kcy de l'émission à recevoir. Les constantes relatives à 2 étages seulement d'un amplificateur de ce type seront donc :

$$\delta = 10 \text{ 0/0,}$$

$$\sigma = \sqrt[3]{32} - 1 = 5,8.$$

Nous référant au § 31, nous voyons (figure 29) que ces conditions sont réalisables pour $b^2 = 1,866$ avec :

$$u = 4,5 \quad w = 0,58$$

$$\text{d'où :} \quad r = 0,129 \quad s = 4,5.$$

Les formules du § 52 donnent alors, avec $\lambda = 0,12$:

$$m_1 = 0,041. \quad m_{12} = 1,34$$

$$q = 12,4 \quad \beta = 0,63$$

$$M = 4,9 \quad N = 15,7 \quad p = -27,46.$$

Nous sommes donc conduits à réaliser une réactance négative con-

formément aux dispositions décrites au § 56. Admettons pour la self du circuit résonnant shunté équivalent une réactance égale à :

$$L\Omega = 20\,000 \text{ ohms}$$

et une perte

$$m = 0,026,$$

nous aurons :

$$\varpi = 2q m_1 - m = 1 \quad \text{d'où} \quad \varpi^2 = 1.$$

La résistance shunt aura donc pour valeur

$$\varpi L\Omega = 20\,000 \text{ ohms},$$

d'autre part, l'on aura ;

$$-pl_1\Omega = \varpi^2 L\Omega = 20\,000 \text{ ohms},$$

d'où

$$l_1\Omega = 728 \text{ ohms}$$

$$\alpha = \frac{1,34}{0,041} = 32,7 \quad \alpha l_1\Omega = 23\,800 \text{ ohms}$$

$$\rho = 23\,500 - 20\,000 = 3\,500 \text{ ohms}.$$

Enfin nous aurons :

$$k_0 = 0,54.$$

Les circuits désaccordés seront réglés respectivement sur :

$$125(1 + \beta m_1) = 128,2 \text{ key}$$

$$125(1 - \beta m_1) = 122,8 \text{ key}$$

Réalisation :

a) *Circuits*. — Le circuit le plus délicat à réaliser est évidemment le circuit résonnant shunté, pour lequel :

$$L\Omega = 20\,000 \text{ ohms}$$

$$R = 20\,000 \times 0,026 = 520 \text{ ohms}$$

pour diminuer l'influence de la capacité répartie, nous serons amené à lui donner des dimensions relativement grandes. La capacité d'accord devra avoir pour valeur :

$$\hat{c} = 0,636 \text{ m}\mu\text{f}.$$

ce qui est encore acceptable pour l'onde considérée (2 400 m.). Nous aurons d'autre part :

$$L = \frac{20\,000}{125 \cdot 10^3} = 0,16 \text{ hy}.$$

Si nous utilisons une galette de 10 cm. de diamètre moyen et 1 cm d'épaisseur, il faudra environ 900 spires, qu'il sera difficile de disposer sans augmenter beaucoup la capacité répartie. Il est donc nécessaire

d'utiliser une bobine longue, de 10 cm. de diamètre et 10 cm de longueur, pour laquelle nous devons alors employer 1 070 spires, mais elles seront beaucoup plus faciles à répartir sur la bobine.

Les deux sels des circuits désaccordés sont réalisables sans aucune difficulté, et ne présenteront qu'un faible encombrement.

b) *Lampes.* — La valeur trouvée pour ρ est très faible (3 800 ohms) et conduirait à l'employer, sur cet amplificateur MF, des lampes de sortie à grande pente, ordinairement employées en basse fréquence. La lampe radiotechnique R80, pour laquelle

$$\rho = 3400 \text{ ohms}$$

$$k = 13$$

conviendrait approximativement ; l'amplification totale serait alors :

$$(K\sqrt{k_0})^3 = 912.$$

Cette lampe devra obligatoirement être polarisée ; la grande capacité interne n'est pas un obstacle sérieux à son emploi, sur la longueur d'onde considérée.

L'amplificateur ainsi réalisé est un curieux exemple des multiples réalisations qu'il est possible d'envisager avec les amplificateurs de bande, réalisations parfois fort différentes des montages classiques, et dont il serait facile de multiplier les descriptions. Nous ne croyons pas utile de nous étendre davantage sur ce sujet : les paragraphes ci-dessus montrent assez clairement, pensons-nous, comment l'emploi des fonctions réduites permet avec facilité la détermination rapide des éléments d'un amplificateur ; ils montrent également que les résultats donnés par les quelques types de cellules que nous avons décrits, s'ils sont très intéressants, peuvent cependant encore être améliorés, si l'on en juge par les résultats auxquels on peut prétendre avec les fonctions amplificatrices du 5^e et du 7^e degré ; il est donc légitime de rechercher des combinaisons du même degré qui soient plus avantageuses, et, dans cette matière, l'ingéniosité des inventeurs peut se donner libre carrière. Dans tous les cas, l'on saura immédiatement ce que l'on peut attendre d'un type donné de cellule en calculant les coefficients de la fonction réduite correspondante et se reportant aux relations et aux graphiques que nous avons donnés au cours de cet ouvrage.

P. DROUIN.

TABLE DES MATIERES

SOMMAIRE ET INTRODUCTION	1
--------------------------------	---

CHAPITRE PREMIER

Conditions générales imposées par le problème de l'amplification.

1. Position du problème	6
2. Compensation	8
3. Définition et notation	8
4. Symétrie	13
5. Fonctions réduites	14
6. Circuits complexes	15

CHAPITRE II

Impédances simples et composées.

7. Classification des impédances	17
8. Notations	18
9. Impédance d'un élément	19
10. Composition de deux éléments	19
11. Simplification des formules ci-dessus au voisinage de $\xi = 1$	20
12. Association et réductibilité	21
13. Circuits symétriques	23
14. Remarques diverses	24

CHAPITRE III

Forme des fonctions représentant l'amplification. Distorsion due au système d'accord.

15. Données générales	26
16. Nature et classification des courbes d'amplification	27
17. Sélectivité et distorsion	29
18. Distorsion due au circuit accordé d'entrée	29

CHAPITRE IV

Fonctions amplificatrices du 3^e degré.

19. Généralités	35
20. Résultats	36

CHAPITRE V

Fonctions amplificatrices du 5^e degré.

21. Données générales	38
22. Amplificateurs à distorsion négative	38
23. Amplificateurs à distorsion négative avec palier à l'origine	42
24. Amplificateurs à distorsion négative pour une amplification nulle à l'infini	43
25. Remarques générales sur les amplificateurs à distorsion positive	44
26. Amplificateurs à distorsion positive pour une amplification non nulle à l'infini	45
27. Amplificateurs à distorsion positive pour une amplification nulle à grande distance de la bande	47
28. Résumé et comparaison des résultats fournis par les amplificateurs ci-dessus	49

CHAPITRE VI

Fonctions amplificatrices du 7^e degré.

29. Données générales.....	52
30. Conditions relatives à la forme modulaire de A.....	53
31. Amplificateurs à distorsion positive avec palier à l'origine.....	54
32. Amplificateurs à distorsion positive pour $r - v = 0$	58
33. Cas général de fonction avec distorsion positive du 7 ^e degré.....	60

CHAPITRE VII

Etude générale de la compensation.

34. Position du problème.....	68
35. Fonctions compensées du 5 ^e degré pour une amplification nulle à l'infini	70
36. Méthode approchée.....	71

CHAPITRE VIII

Amplificateurs à un nombre quelconque d'étages. Amplificateurs à étages non identiques.

37. Amplificateurs à n étages.....	74
38. Généralités sur l'emploi de cellules non identiques en cascade.....	76
39. Amplificateur à résonance à étages désaccordés.....	77
40. Utilisation de cellules ayant une très grande sélectivité mais une amplification notable à l'infini.....	79

CHAPITRE IX

Constitution électrique des cellules d'amplificateurs de bande.

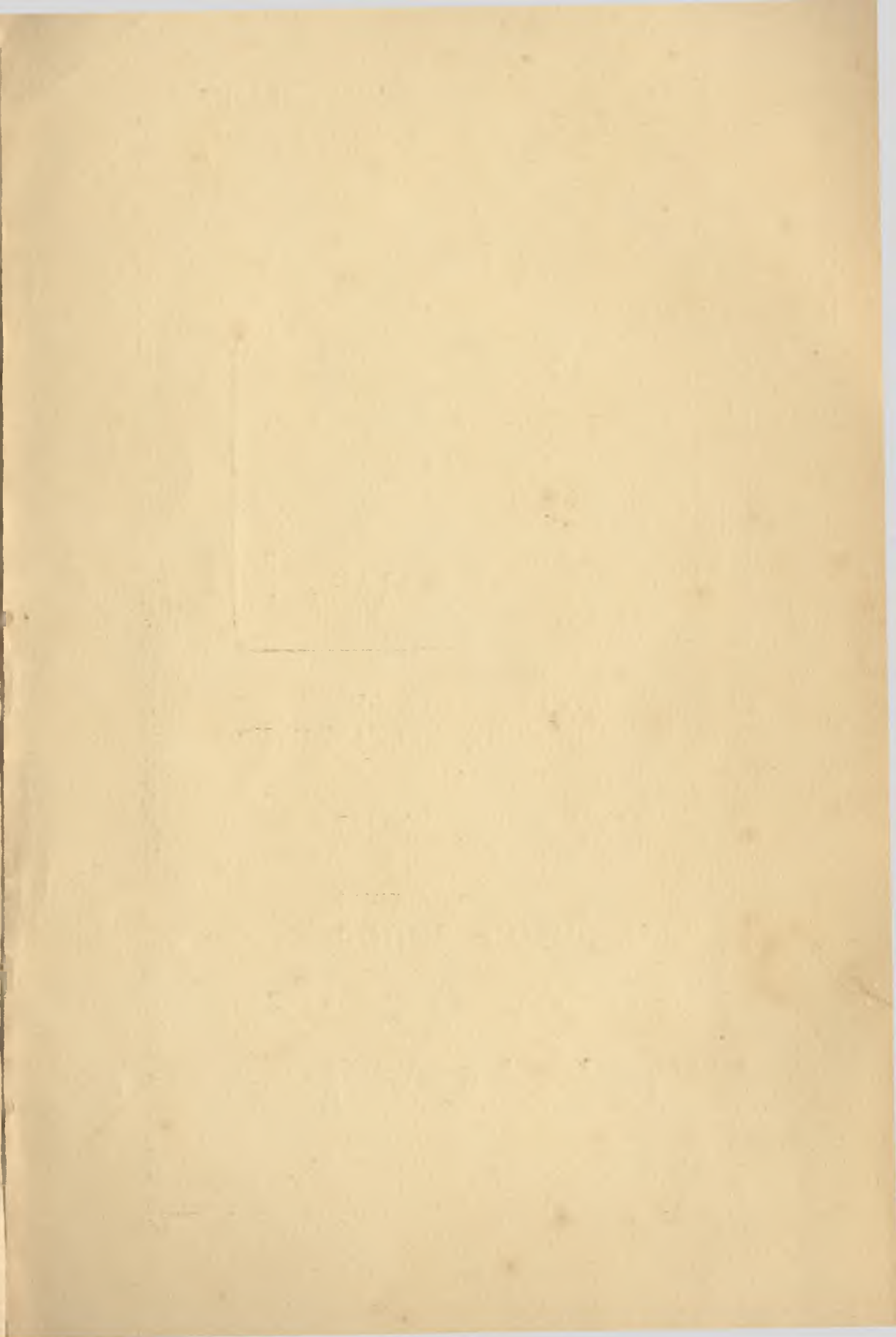
41. Remarques sur le mode de liaison entre étages.....	82
42. Amplification relative k_0 au milieu de la bande.....	86
43. Remarques générales sur la constitution de cellules.....	89

44. Amplificateur avec cellule accordée du 7 ^e degré. Distorsion négative.	89
45. Cellules avec distorsion positive, amplification nulle à l'infini, type désaccordé du 5 ^e degré.....	93
46. Cellule mixte du 5 ^e degré, distorsion positive.....	96
47. Remarques sur l'impédance de deux circuits antirésonants en série.	99
48. Exemple de cellule mixte du 7 ^e degré.....	99
49. Cellules du 7 ^e degré à grande impédance.....	103
50. Réactances négatives.....	104
51. Cellules diverses du 7 ^e degré, comportant des réactances négatives..	105
52. Réalisation de cellules à grand affaiblissement proche et amplification non nulle à l'infini.....	110

CHAPITRE X

Exemples de réalisations.

53. Nature des exemples choisis.....	111
54. Amplificateur MF à 2 étages pour superhétérodyne 200-2000 m.....	112
55. Amplificateur à 3 étages pour superhétérodyne à ondes courtes.....	119



La T. S. F.

en 30 Leçons

COURS COMPLET

professé au Conservatoire National
des Arts et Métiers

GRACE AUX SOINS DE LA SOCIÉTÉ
DES AMIS DE LA T. S. F.

par MM.

**CHAUMAT, LEFRAND, METZ, MESNY,
JOUAUST & CLAVIER**

Ce cours complet comprend 5 volumes :

- I. — ÉLECTROTECHNIQUE GÉNÉRALE PRÉPARATOIRE A
LA T. S. F., par MM. CHAUMAT et LEFRAND . . . 9 »
- II. — PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA RADIOTÉLÉGRAPHIE
ET APPLICATIONS GÉNÉRALES, par le C^t METZ,
Prix 9 »
- III. — MESURES, RADIOGONOMÉTRIE, PROPAGATION DES
ONDES, par M. MESNY 9 »
- IV. — LES LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES, Théorie
et applications, par M. JOUAUST. 9 »
- V. — RADIOTÉLÉPHONIE ET APPLICATIONS DIVERSES
DES LAMPES A TROIS ÉLECTRODES, par M. CLA-
VIER. 9 »

Pour l'envoi franco, ajouter 0.75 par volume.

Etienne CHIRON, Editeur

40, rue de Seine

PARIS

Prix : 18 francs.

BAR-LE-DUC. — IMPRIMERIE COMTE-JACQUET (1932)