

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE  
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

R. RIGAL

COURS DE  
**RADIOÉLECTRICITÉ  
GÉNÉRALE**

**3**

LIVRE I

**L'ÉMISSION**



*Eyrolles*

ÉDITEUR, PARIS

EN VENTE :

## **Cours de Radioélectricité Générale**

Tome 1. **Généralités. Rayonnements. Antennes**, 376 pages, (1946) par R. RIGAL.

Tome 2. **Les lampes amplificatrices**, 206 pages, (1949) par P. DAVID.

Tome 3. Livre I. **L'émission**, 140 pages (1951) par R. RIGAL.

Livre II. **La réception**, 356 pages (1951), par P. DAVID.

Tome 4. **Propagation des ondes**, 102 pages (1948), par P. DAVID.

ÉCOLE NATIONALE SUPÉRIEURE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

---

COURS  
DE  
**RADIOÉLECTRICITÉ  
GÉNÉRALE**

---

TOME III. — LIVRE I

**L'ÉMISSION**

Génération et Stabilisation des oscillations.  
Modulation d'amplitude, de fréquence, par impulsions.

PAR

**Roger RIGAL**

*Inspecteur général adjoint des P. T. T.*

*Directeur des études à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications.*

---

ÉDITIONS EYROLLES

61, Boul. St-Germain, Paris (V<sup>e</sup>)

1951

*Tous droits réservés*



## NOTE DE L'ÉDITEUR

*Le Tome III du Cours de Radioélectricité Générale professé à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications devait, initialement, comporter à la fois l'étude de l'émission et celle de la réception. Pour éviter de donner à l'ouvrage correspondant un volume exagéré, la décision a été prise de diviser le Tome en question en deux livres. Dans celui-ci, le premier, qui a pour titre L'Émission, R. Rigal étudie la génération et la stabilisation des ondes radioélectriques, puis les procédés de modulation agissant sur l'amplitude ou la fréquence, et les procédés de modulation par impulsions.*

*Le deuxième livre, qui a pour auteur P. David a pour titre La Réception.*

*Nous rappelons que les deux livres constituant le Tome III complètent le Cours de Radioélectricité Générale dont les Tomes suivants ont déjà paru :*

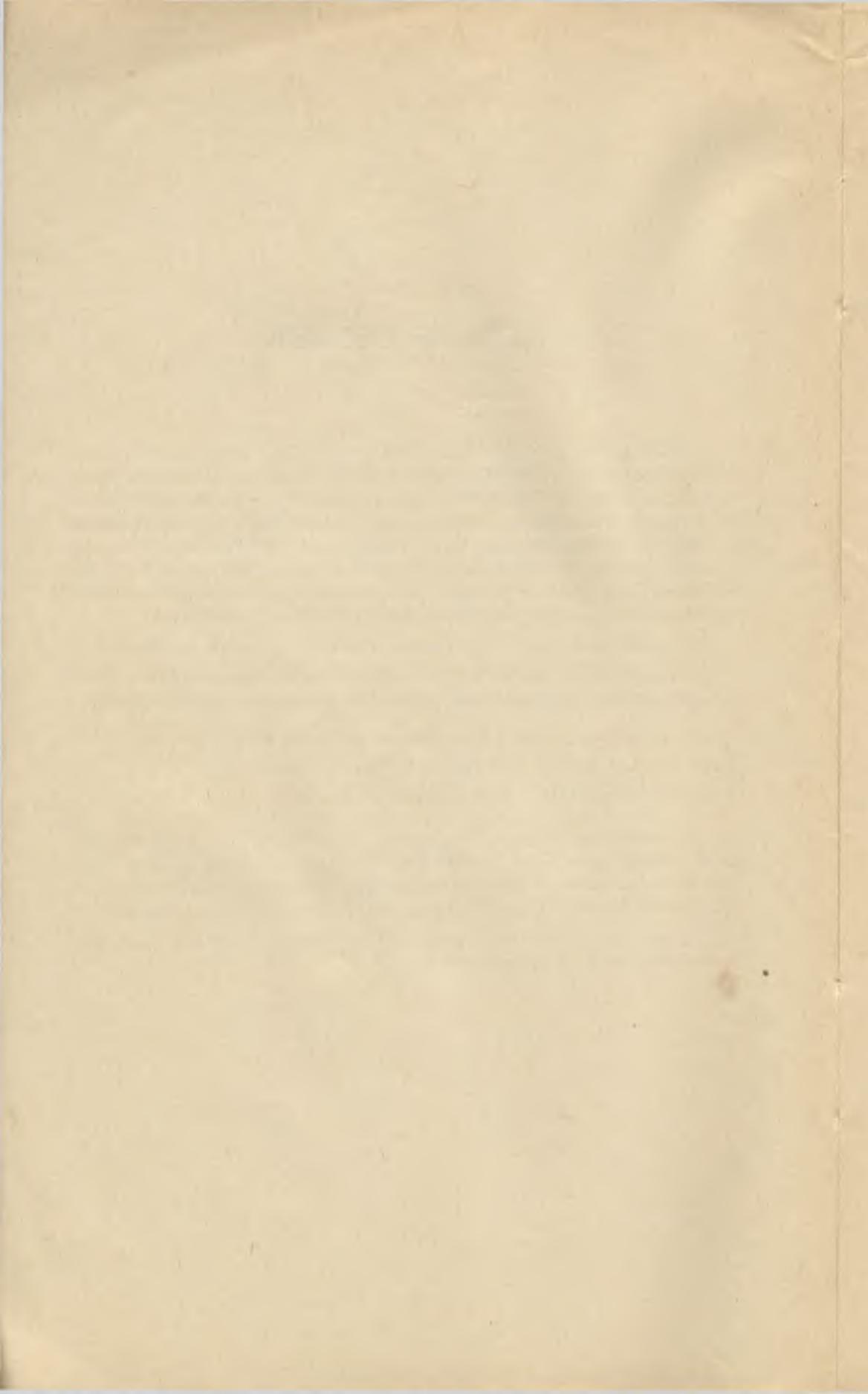
*Tome I : Circuits fermés - Rayonnement - Circuits ouverts par R. Rigal.*

*Tome II : Les lampes amplificatrices par P. David.*

*Tome IV : Propagation des ondes par P. David.*

*L'ouvrage sur les Hyperfréquences (Circuits et Propagation des ondes) de R. Rigal, paru dans la collection du Centre National d'Études des Télécommunications et édité chez Eyrolles, correspond également à un enseignement donné à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications.*

*Il est complété par un livre de J. Voge, sur les Tubes utilisés dans ce même domaine des Hyperfréquences.*



# ÉMISSION

5.0. — Dans une liaison radioélectrique il s'agit, de façon générale, de transmettre un signal à distance, sans établissement intermédiaire d'une liaison métallique continue. On donne comme support à ce signal une oscillation haute-fréquence, produite dans l'émetteur et mise en jeu dans l'antenne d'émission. Cette « porteuse » haute-fréquence doit, compte tenu des possibilités de la technique et des conditions de propagation à la surface de la terre, avoir une fréquence assez élevée et une puissance assez importante pour qu'un effet, assez grand pour être utilisable, soit produit dans l'antenne de réception ; cette fréquence tombe évidemment dans tous les cas dans la gamme des ondes radio-électriques que nous avons définie au début du tome I (Rad. Gén. - R. Rigal).

On voit qu'à l'émission deux problèmes fondamentaux se posent :

1° - Celui de l'obtention d'une onde porteuse, oscillation haute-fréquence ayant une fréquence déterminée et une puissance donnée.

2° - Celui de la modulation (ou de la manipulation) de l'onde porteuse par le signal à transmettre. Par cette modulation on fait varier, comme nous le verrons, l'un des éléments caractéristiques de l'onde porteuse en question, de façon telle qu'à la réception on puisse reconstituer le signal.



## CHAPITRE PREMIER

# OBTENTION DE L'ONDE PORTEUSE

Pratiquement, le problème de l'obtention de l'onde porteuse peut être ainsi décomposé :

1° - Il s'agit tout d'abord d'engendrer une *oscillation haute fréquence* dans un circuit. Nous étudierons donc le problème de la génération des oscillations radioélectriques (chapitre I).

2° - Les oscillations ainsi obtenues doivent dans des limites souvent très étroites être *stables* en amplitude et en fréquence.

Nous étudierons, à ce propos, les conditions dans lesquelles la stabilité de fréquence est obtenue, en particulier par utilisation des propriétés piézoélectriques du quartz (chapitre II).

3° - Étant donné que l'on a souvent intérêt, pour des raisons de stabilité à fabriquer une oscillation haute-fréquence sous une faible puissance, il faut, dans la plupart des émetteurs modernes, *amplifier* (parfois avec changement de fréquence), entre l'étage pilote et l'étage de puissance. L'étude de l'amplification est faite dans le tome II du Cours de Radioélectricité Générale (P. David).

### 5.1. — Génération des oscillations.

Les émetteurs réalisés dans la technique moderne utilisent exclusivement des tubes électroniques et fonctionnent en ondes entretenues. Avant de passer à leur étude et pour bien en marquer les caractères particuliers, nous dirons quelques mots des dispositifs utilisés à l'émission dans les débuts de la radioélectricité.

### 5.11. — Émetteurs à ondes amorties.

Un alternateur « *a* » (figure 1) crée, par l'intermédiaire d'un transformateur T, une tension alternative aux bornes du condensateur C.

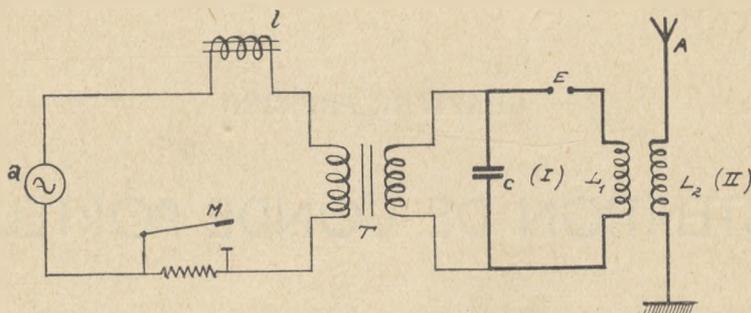


FIG. 1.

Cette tension peut prendre des valeurs relativement importantes lorsqu'une résonance dite « primaire » est établie entre la self à fer *l* et le condensateur C vu à travers le transformateur élévateur T.

Le condensateur C fait partie du circuit (I), dit circuit de décharge, qui comporte une self  $L_1$ , mais qui est ouvert entre les bornes de l'éclateur E. La tension instantanée existant aux bornes de C se reporte aux bornes de E tant que cette tension est inférieure à la tension disruptive de l'éclateur. Quand cette valeur de tension disruptive est atteinte, une étincelle éclate et le condensateur C se décharge à travers le circuit (I)  $[CL_1]$ , lui-même couplé au circuit d'antenne équivalent à un circuit fermé (II).

Dans l'ensemble des deux circuits (I) et (II) nous avons, d'après la théorie faite pour les circuits couplés en ondes propres, deux oscillations haute-fréquence auxquelles correspondent des pulsations  $\omega'$  et  $\omega''$  et un phénomène de battement apparaît ; comme cela a été montré dans le tome I du Cours de Radioélectricité Générale un échange d'énergie alternative se produit entre le circuit (I) et le circuit (II).

Les pulsations  $\omega'$  et  $\omega''$  beaucoup plus élevées que la pulsation de l'alternateur sont des hautes-fréquences, pouvant se prêter à une transmission radioélectrique. Mais l'émission sur deux fréquences dont une seule est utilisée est peu indiquée (perte de la moitié de l'énergie, risques de brouillage...) ; on l'évite par « l'émission par choc », en utilisant un éclateur fractionné.

Dans l'émission par choc, l'étincelle s'interrompt dans l'éclateur à partir du moment où l'énergie électromagnétique concentrée dans le circuit (I) au début de la décharge est intégralement passée dans le circuit (II) qui oscille ensuite comme s'il était seul, donc sur une fréquence unique.

Chaque décharge donnant lieu à un train d'ondes amorties, des trains d'ondes successifs apparaissent dans l'antenne (figure 2). L'émission peut être produite ou interrompue, c'est-à-dire manipulée, à l'aide d'un

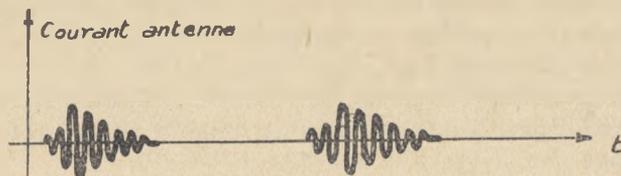


FIG. 2.

manipulateur M, placé dans le primaire du circuit de charge du condensateur ; la périodicité de ces trains d'ondes, pour la facilité de la réception, correspond à une fréquence musicale.

Les postes radiotélégraphiques à ondes amorties (les ondes amorties ne se prêtaient pas à la radiotéléphonie) étaient d'usage courant au début de ce siècle ; ils avaient des puissances pouvant atteindre quelques dizaines de kilowatts ; leur robustesse les a fait conserver pour certaines applications (petits bateaux) jusqu'aux environs de 1940, mais l'étalement de leur spectre de fréquences et les brouillages qui en résultaient les ont aujourd'hui fait totalement abandonner. Il convient cependant d'en connaître le principe de fonctionnement, à titre historique d'abord, et aussi parce que, parfois, la technique a d'étranges retours.

## 5.12. — Émetteurs à ondes entretenues.

Avant de passer à l'étude des émetteurs à lampes nous dirons un mot des émetteurs à arc et des émetteurs à alternateur qui ont permis les uns et les autres d'obtenir des ondes entretenues.

### 5.121. — Émetteurs à arc.

L'emploi de l'arc a permis d'obtenir les premiers émetteurs donnant des ondes entretenues et par conséquent propres à la téléphonie.

Un arc électrique jaillissant entre deux électrodes présente une caractéristique  $i = f(u)$  ( $i$  courant débité,  $u$  tension aux bornes) telle que sur certaines de ses parties  $\frac{\Delta u}{\Delta i}$  soit négatif. Si donc un arc, appelé à fonctionner dans les portions convenables de sa caractéristique est intercalé en série dans un circuit constitué essentiellement par un condensateur C et une self L, l'amortissement de ce circuit peut être compensé et des oscillations peuvent être entretenues dans le circuit. (Nous reviendrons ultérieurement sur la notion de résistance négative.)

En fait, un fonctionnement sur ce principe simple ne permet que d'obtenir des fréquences très basses (arc chantant de Duddell) et avec

un rendement faible puisque le courant continu fourni par la dynamo passe en permanence.

Dans le fonctionnement utilisé effectivement pour l'obtention de fréquences radioélectriques on met en jeu des modes de fonctionnement plus complexes, avec allumages et extinctions successifs de l'arc et la fréquence n'est plus celle du C. O.

On ne peut manipuler un arc par tout ou rien, car l'arc interrompu ne se rallumerait pas. Il faut opérer avec onde de compensation ou avec antenne fictive.

Dans son fonctionnement radioélectrique l'arc permet d'obtenir des longueurs d'ondes qui ne descendent pas au-dessous de 1000 mètres et des puissances allant jusqu'à 1200 kW.

Les émetteurs à arc étaient robustes et d'emploi facile, leur ren-

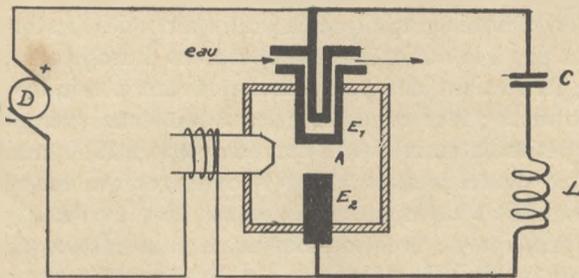


FIG. 3.

dement pouvait approcher de 40 %. Mais les irrégularités de fonctionnement et le souffle provoqué dans les récepteurs les ont fait abandonner.

La figure 3 donne l'image de principe d'un émetteur à arc. La dynamo D fournit la tension continue convenable (500 à 1000 volts) appliquée aux bornes de l'arc A. L'électrode  $E_1$  est en cuivre avec refroidissement par circulation d'eau, l'électrode  $E_2$  est en charbon. Pour obtenir un refroidissement régulier on fait jaillir l'arc dans une enceinte fermée remplie de gaz d'éclairage, d'hydrogène ou de vapeur d'alcool et on souffle l'arc par un champ magnétique.

### 5.122. — Émetteur à alternateur.

Dans les émetteurs à alternateur la fréquence de fonctionnement au lieu d'être d'origine électrique et déterminée par un circuit oscillant, comme dans les dispositifs précédents, est d'origine mécanique et produite par un alternateur.

L'alternateur en question doit comporter un grand nombre de pôles et des entrefers étroits, il doit tourner à grande vitesse (30 fois plus vite que les alternateurs courants) et être pourvu de dispositifs de régulation de vitesse.

Les problèmes techniques difficiles ainsi posés furent résolus de façons diverses. Dans l'alternateur français de Bethenod-Latour, homopolaire à fer tournant, les puissances obtenues allaient jusqu'à 500 kilowatts, la vitesse était de 2000 à 3000 tours minute, le nombre de dents de quelques centaines. La manipulation était réalisée par court-circuit de l'induit, la réactance interne limitant le courant. Les longueurs d'ondes obtenues étaient relativement élevées, 15 000 à 20 000 mètres.

Pour obtenir des longueurs d'ondes plus courtes on a parfois adjoint à l'alternateur un multiplicateur statique de fréquences à noyau magnétique saturé, permettant l'utilisation d'une fréquence harmonique.

Venus après les émetteurs à arc, les émetteurs à alternateur offraient un meilleur rendement et provoquaient des brouillages moindres. Ce sont donc les émetteurs à alternateur qui équipèrent après la première guerre mondiale le réseau radioélectrique international. Certains fonctionnaient encore en 1944 dans les stations françaises quand ils furent mis hors d'usage.

### 5.123. — Auto-oscillateurs à lampes.

On demande aujourd'hui aux oscillateurs à lampe de fournir des oscillations entretenues.

Les oscillations de départ sont d'origine électrique, elles sont fournies par un circuit oscillant. Si ce circuit oscillant était abandonné à lui-même après une perturbation initiale il serait, à cause des pertes, le siège d'oscillations amorties (figure 4 (I)).

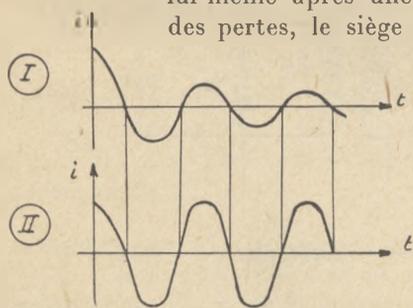


FIG. 4.

Pour avoir des ondes entretenues il faut incorporer ce circuit oscillant dans un montage tel que l'énergie active correspondant aux pertes ou cédée au circuit suivant soit compensée par un apport équivalent fourni par une source extérieure. On obtient alors la courbe de la figure 4 (II).

Considérons par exemple le montage simple de la figure 5. Le circuit oscillant, siège d'oscillations de pulsation  $\Omega$ , est placé entre A et B dans le circuit-plaque d'une lampe triode. Par l'intermédiaire de l'in-

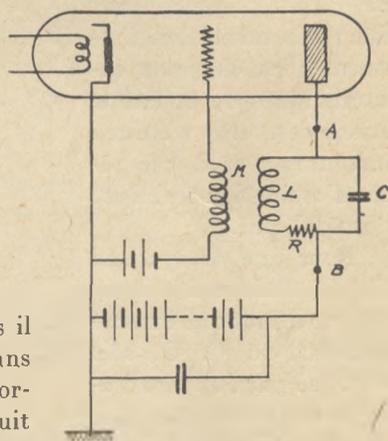


FIG. 5.

duction mutuelle  $M$  une différence de potentiel apparaît sur la grille, qui entraîne elle-même des variations de courant-plaque ; à ces variations correspond une composante alternative  $\mathcal{Y}_p$  de pulsation  $\Omega$  dans le circuit-plaque. Pour un signe convenable de  $M$ , il est possible que cette composante  $\mathcal{Y}_p$  fournisse de l'énergie active au circuit oscillant. Si ce coefficient  $M$ , pris avec un signe convenable, a une valeur suffisante, l'entretien des oscillations peut être obtenu ; à cette valeur absolue minimum de  $M$ , correspond une « condition limite ».

Étudions de plus près le fonctionnement de l'oscillateur réalisé.

#### Fonctionnement en classe A.

Supposons tout d'abord que le tube utilisé fonctionne en classe A.

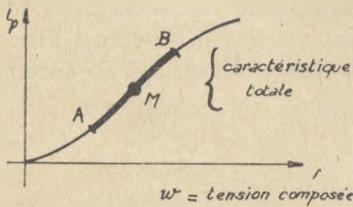


FIG. 6.

En oscillation ce point de fonctionnement reste sur la partie rectiligne de la caractéristique, par exemple entre A et B. Le courant grille reste nul en fonctionnement ; les éléments caractéristiques de la lampe conservent des valeurs constantes  $\mu$  et  $R_i$  ; le régime d'oscillation établi est sinusoïdal pur.

Pour que le système puisse fonctionner en oscillateur il faut que l'amortissement du C. O. soit compensé par l'apport d'énergie active effectué par l'intermédiaire de la lampe.

L'amortissement du C. O. est caractérisé par une résistance  $R$  en série ou, de façon équivalente, par une résistance élevée  $\frac{L}{CR}$  placée entre les bornes A et B (figure 7 (I)).

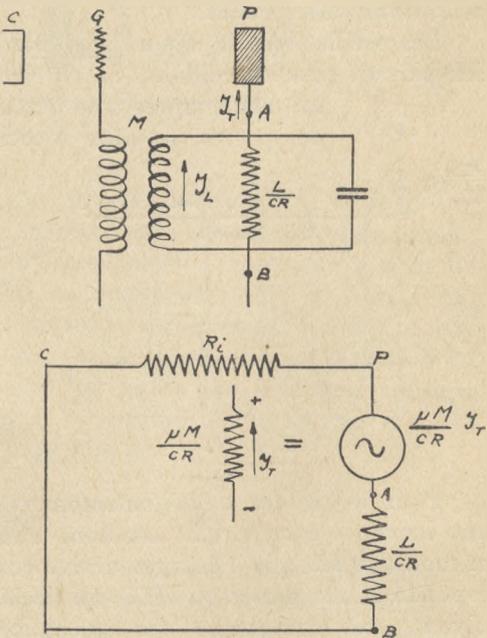


FIG. 7.

Par effet d'induction mutuelle une force électromotrice  $+jM\Omega\mathcal{J}_L$  est produite dans le circuit de grille. La grille ne débitant pas, son potentiel s'élève de la même quantité.

A cette élévation de potentiel grille correspond l'apparition dans le circuit plaque d'une f. é. m.  $+j\mu M\Omega\mathcal{J}_L$ .

Mais entre le courant  $\mathcal{J}_L$  qui passe dans la branche self et le courant  $\mathcal{J}_T$  qui traverse l'ensemble du circuit nous avons la relation

$$\mathcal{J}_L = -j\frac{\mathcal{J}_T}{C\Omega R}$$

La f. é. m. apparaissant dans le circuit plaque a pour expression :  $\frac{\mu M}{CR} \cdot \mathcal{J}_T$  (avec  $\mathcal{J}_T = \mathcal{J}_L$ ). Elle est donc équivalente à une résistance  $\frac{\mu M}{CR}$  parcourue par le courant  $\mathcal{J}_T$  (figure 7 (II)).

Pour que l'entretien des oscillations soit possible il faut que la somme des trois résistances en série dans le circuit plaque soit nulle :

$$R_T = R_i + \frac{L}{CR} + \frac{\mu M}{CR} = 0.$$

Cette condition peut être réalisée si M est *négatif* et assez grand en valeur absolue.

La valeur de M

$$M_0 = -\frac{1}{\mu}(L + CRR_i)$$

correspond à la condition limite d'entretien.

Quand  $M = M_0$ , le C. O. récupère autant d'énergie qu'il en perd : à la suite d'une perturbation initiale des oscillations entretenues se maintiennent.

**REMARQUE I.** — L'énergie fournie au circuit qui, en compensant les pertes, permet l'entretien des oscillations est empruntée à la source continue qui fournit la tension plaque. Par le jeu de la grille une variation périodique du courant produit par cette source est provoquée ; mais différentes conditions doivent être réalisées pour que de l'énergie active soit ainsi fournie au C. O.

Une condition de synchronisme est automatiquement satisfaite puisque c'est le C. O. lui-même qui attaque la grille ; une condition de phase est réalisée en donnant à M une valeur négative ; une condition d'amplitude est réalisée en donnant à M la valeur convenable.

**REMARQUE II.** — Nous avons vu ci-dessus que pour  $M = M_0$  ( $M_0 < 0$ ) on a  $R_T = 0$ . La condition  $M = M_0$  est la condition limite d'entretien.

Si  $-\infty < M_0 < M$ , le C. O. reçoit de la source plus d'énergie qu'il n'en perd. Après un choc initial, l'amplitude des oscillations augmente. Mais on pénètre alors dans la partie courbe des caractéristiques ; R<sub>i</sub> augmente et, à un moment donné, la condition limite d'entretien est satisfaite, les oscillations se stabilisent.

Si  $M_0 < M < 0$ , la compensation est insuffisante ; l'énergie perdue est plus grande

que l'énergie reçue ; après une perturbation initiale le circuit revient au repos par des oscillations amorties, mais il y revient plus lentement que si l'on avait  $M = 0$ .

Si  $M > 0$ , le circuit est plus amorti que pour  $M = 0$ .

**REMARQUE III.** — Pour déterminer la condition limite d'entretien et les valeurs de pulsation possibles qui correspondent à des oscillations entretenues et par conséquent d'amplitude constante, on peut utiliser pour la mise en équations du problème la notation imaginaire.

Dans le cas du montage étudié ci-dessus on trouverait ainsi que la pulsation de fonctionnement a pour valeur :

$$\Omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}} = \Omega_0 \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}}$$

Cette valeur est pratiquement très peu différente de celle  $\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  qui correspond au circuit isolé et dénué d'amortissement.

**REMARQUE IV.** — Dans le dispositif à ondes amorties et à excitation par choc étudié au début de ce chapitre la fréquence de fonctionnement est d'origine électrique, c'est celle du circuit équivalent à l'antenne. L'énergie est empruntée à l'alternateur qui charge le condensateur C.

Dans le dispositif à arc, comme dans le dispositif à lampe, la fréquence est d'origine électrique et la source qui par transformation fournit l'énergie nécessaire est une source de courant continu. Mais nous avons remarqué qu'en pratique pour les fonctionnements utilisés la fréquence de l'arc est différente de celle du C. O.

Dans le dispositif à alternateur la fréquence est d'origine mécanique et l'énergie nécessaire est apportée par le moteur qui entraîne la partie tournante.

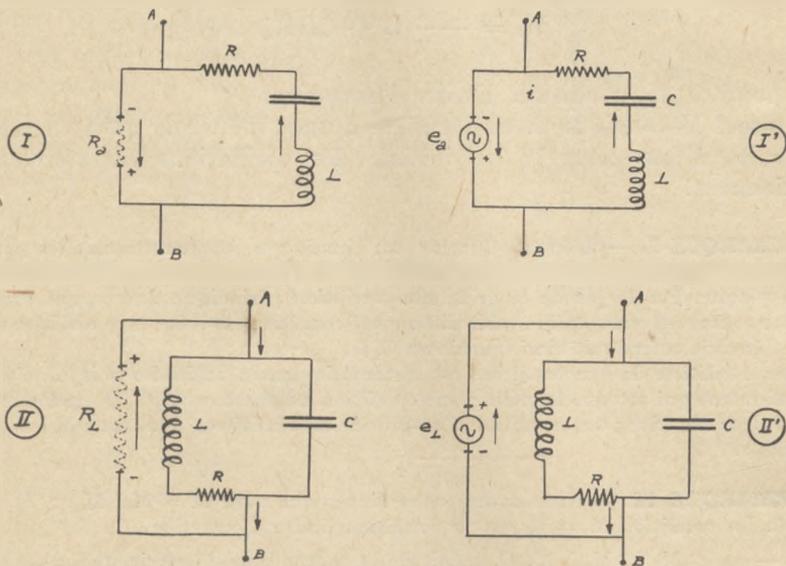


FIG. 8.

**REMARQUE V.** — Dans le cas de l'arc, la présence de celui-ci équivaut à la mise en série dans le circuit d'une résistance négative  $R_a$  (figure 8 (I)), ou ce qui revient au

même, à l'introduction en série d'une force électromotrice  $e_a = |R_a| \cdot i$  placée comme sur la figure 8 (I'). Cette f.é.m.  $e_a$  assure l'entretien *en résonance* du C. O.

Dans le cas des montages à lampe le tube est équivalent à une résistance négative  $R_L$  placée en parallèle sur le C. O. ou à une f.é.m.  $e_L = \frac{v_A - v_B}{|R_L|}$  (figure 8 (II) et (II')). L'entretien se fait en *antirésonance*.

Dans le cas de l'arc, l'entretien peut se faire en résonance car l'arc peut débiter une intensité égale à celle qui parcourt le C. O. Les tubes à vide ne peuvent au contraire être traversés que par des courants électroniques relativement faibles ; leur utilisation en antirésonance permet de fournir l'énergie d'entretien nécessaire au C. O. sous intensité faible et sous tension élevée.

### 5.1231. — Fonctionnement en classe C. — Polarisation automatique.

Comme on l'a vu dans l'étude du fonctionnement des lampes amplificatrices, dès que l'on met en jeu une puissance appréciable et que l'on est par conséquent amené à s'intéresser aux questions de rendement, il convient de fonctionner en classe C, c'est-à-dire avec une polarisation négative de grille telle que l'angle de passage  $\theta_0$  soit inférieur à  $90^\circ$  (figure 9) ; pour l'oscillation sur la fondamentale, le tube apporte un amortissement défini par une résistance en parallèle sur le C. O. et égale à  $y \cdot R_i$  (Rad. Gén. P. David - Tome II - 4.334).

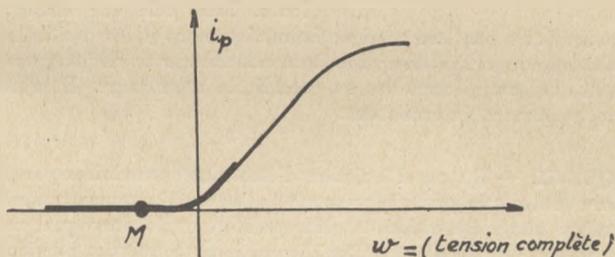


FIG. 9.

Mais la présence d'une polarisation de grille négative permanente —  $V_{g0}$  plaçant le point de repos en M sur la caractéristique (figure 9) rendrait improbable le démarrage de l'oscillateur, car une faible perturbation ne provoquerait le passage d'aucun courant plaque, donc aucune réaction sur la grille. D'autre part, le fonctionnement du système supposé démarré serait instable ; une baisse d'amplitude en marche provoquerait une diminution de l'angle de passage  $\theta_0$  et une augmentation de  $y$  ; la condition d'entretien n'étant plus alors réalisée, le système décrocherait.

Pour éviter ces graves inconvénients on n'utilise pas une polarisation fixe de grille mais une polarisation automatiquement réglée et fournie par un condensateur shunté placé sur le circuit grille de la lampe, entre  $\alpha$  et  $\beta$  sur la figure 10.

Au départ,  $v_g = 0$  ; le démarrage se produit donc en classe A.

Quand le système fonctionne le circuit de grille se comporte comme un circuit de détection, une tension redressée apparaît entre  $\alpha$  et  $\beta$  et polarise négativement la grille. Le système s'enfonce progressivement en classe C, jusqu'à ce que l'état de régime soit atteint.

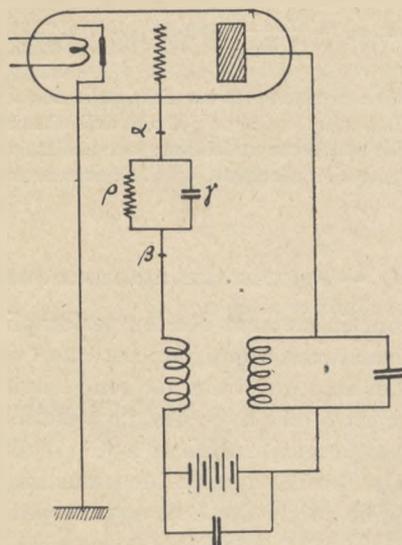


FIG. 10.

d'amplitude pourrait ne pas être corrigée immédiatement et les oscillations pourraient disparaître. Mais pendant l'interruption le condensateur se déchargerait ; on reviendrait aux conditions pour lesquelles se produit le démarrage. Et ainsi l'oscillateur aurait un fonctionnement intermittent.

**REMARQUE II.** — En cas d'émission d'électrons secondaires par la grille et de renversement du courant de grille, la présence de l'ensemble  $\gamma\rho$  peut avoir l'inconvénient de faire apparaître une polarisation de grille positive et de provoquer une importante augmentation du courant de plaque. Des dispositions techniques particulières doivent être prises pour éviter que la vie des lampes, des grosses lampes plus particulièrement, soit ainsi mise en danger.

### 5.1232. — Stabilité.

Nous allons maintenant montrer que le montage adopté est stable en fréquence et stable en amplitude.

#### Stabilité de la fréquence.

Pour la fréquence de fonctionnement  $f_0$  le C. O. placé entre A et B se comporte à peu près comme une résistance (figure 11).

Supposons que la fréquence diminue ( $f < f_0$ ). L'impédance placée entre A et B devient selfique.

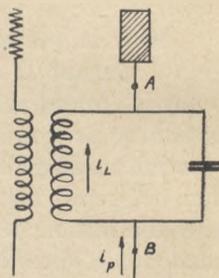


FIG. 11.

Si nous appelons  $\mathcal{J}_{BA} = \mathcal{J}_p$  la composante fondamentale du courant plaque et prenons sa phase comme repère lorsque  $f$  décroît à partir de  $f_0$ , les phases de  $\mathcal{J}_{BA}$  et  $\mathcal{J}_c$  prennent de l'avance. La commande de grille et par conséquent  $\mathcal{J}_p$  tendent aussi à prendre de l'avance, c'est dire que la fréquence de fonctionnement tend à augmenter. L'effet est cumulatif jusqu'à ce que la fréquence ait repris sa valeur  $f = f_0$ .

Si  $f$  tendait à dépasser la valeur  $f_0$ , le C. O. se comporterait comme une capacité et on retrouverait, par un raisonnement analogue au précédent, un effet de stabilisation.

La courbe de la figure 12. donne l'allure des variations de phase du rapport  $\frac{\mathcal{J}_{BA}}{\mathcal{J}_p}$  lorsque  $f$  varie autour de la valeur  $f_0$ .

Cette variation de phase est d'autant plus rapide, donc la stabilité d'autant plus grande, que le coefficient de surtension  $Q$  du circuit est plus élevé.

Cette remarque nous permet de comprendre que lorsqu'on veut obtenir une stabilité élevée il faut amortir le moins possible le C. O. de l'oscillateur ; dans les émetteurs stables et puissants la fréquence de fonctionnement (ou son sous-multiple) est obtenue à l'aide d'un maître-oscillateur fai-

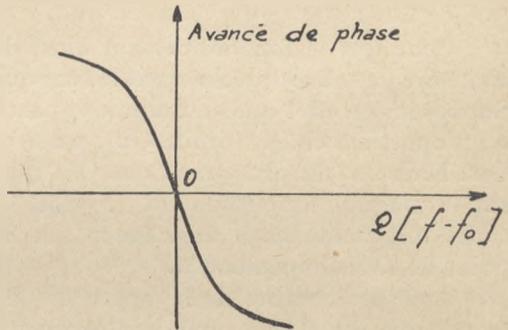


FIG. 12.

blement couplé à une chaîne d'amplification qui délivre finalement la puissance nécessaire dans un étage amplificateur final couplé lui-même à l'antenne et appelé précisément « étage de puissance ».

Nous verrons également, un peu plus loin, que le quartz piézoélectrique est équivalent à un circuit électrique de coefficient de surtension très élevé. L'emploi du quartz permet donc de réaliser des maîtres-oscillateurs de grande stabilité.

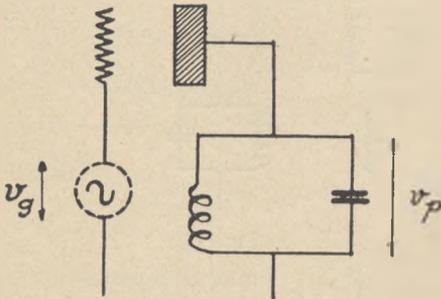


FIG. 13.

### Stabilité d'amplitude.

Si nous considérons le tube oscillateur comme un amplificateur, appelons comme d'habitude  $v_g$  la tension H. F. d'attaque de grille et  $v_p$  la tension alternative disponible aux bornes du C. O. placé sur la plaque (fig. 13).

La relation  $v_p = f(v_g)$  existant

entre  $v_p$  et  $v_g$  est donnée par une certaine courbe OA telle que celle représentée sur la figure 14.

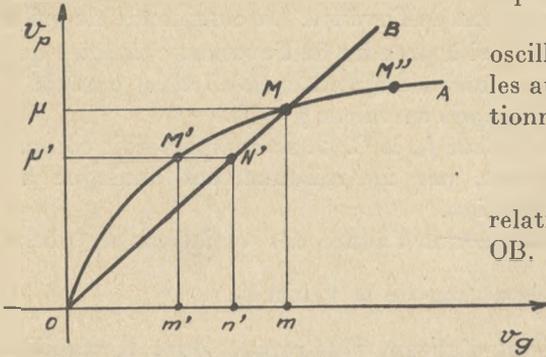


FIG. 14.

Dans le cas du montage en oscillateur de la figure 10 (et dans les autres montages)  $v_g$  est proportionnel à  $v_p$  :

$$v_g = k \cdot v_p,$$

relation représentée par la droite OB.

Le point M, intersection de OA et de OB, est le point de fonctionnement ; il correspond à  $v_g = Om$  et  $v_p = O\mu$ .

Pour que le fonctionnement ainsi défini soit stable, il faut que la courbure de OA ait précisément le sens qui lui a été donné sur la figure 14. Supposons en effet que  $v_p$  diminue et passe de la valeur  $O\mu$  à la valeur  $O\mu'$  ;  $v_g$ , proportionnel à  $v_p$  (droite OB), passe alors de la valeur  $OM$  à la valeur  $On'$ . Mais  $On'$  est plus grand que  $Om'$  qui serait la tension grille donnant sur la plaque l'amplitude  $O\mu'$  (courbe OA). Par conséquent les amplitudes ont tendance à augmenter ; le système tend à revenir vers le point de fonctionnement M.

Avec les courbes de la figure 14 on verrait de façon analogue que le système est stable pour une augmentation des amplitudes amenant le point M en  $M''$ .

Par contre si la courbure de OA était dirigée vers le haut au lieu de l'être vers le bas, le fonctionnement du système serait instable.

### 5.1233. — Montages pratiquement utilisés.

Dans le montage de la figure 10 un condensateur shunte la source de courant continu pour éviter que celle-ci, mise en série avec le C. O., soit parcourue par du courant de haute-fréquence.

On réalise le plus souvent l'alimentation en parallèle ; un condensateur de blocage  $\Gamma$  et une self de choc S (figure 15) permettent de séparer le circuit d'alimentation

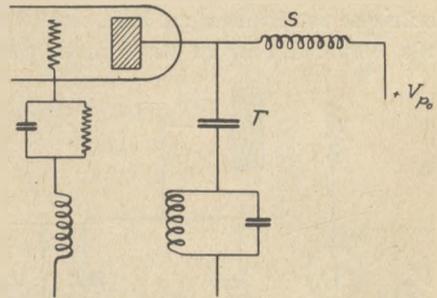


FIG. 15.

fournissant la tension continue du C. O. siège des oscillations haute-fréquence qui, ainsi, n'est pas sous tension, au repos.

Examinons maintenant quelques autres montages possibles.

1° **Couplage par capacité.** — Sur le montage de la figure 16, le C. O. (C, L.) étant en oscillation, la fraction T G de la tension existant entre les bornes T et P du C. O. est appliquée sur la grille par l'intermédiaire du dispositif potentiométrique T G P. La capacité C' peut être une capacité volontairement ajoutée dans le montage, mais ce peut être aussi, pour des fréquences suffisamment élevées, la capacité interne de l'intervalle grille-plaque.

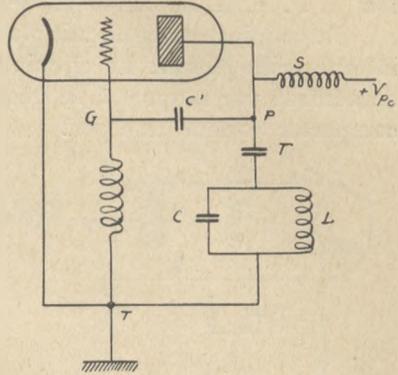


FIG. 16.

**REMARQUE I.** — Pour fixer les idées, si la capacité grille-plaque est égale à  $10 \mu\text{F}$ , pour une fréquence de 30 mégacycles ( $\lambda = 10$  mètres),  $\frac{1}{C'\Omega} = 500$  ohms.

**REMARQUE II.** — Pour des fréquences assez élevées, en particulier dans les gammes décamétrique et métrique, il est à craindre que le fonctionnement des amplificateurs ne soit troublé par la naissance d'oscillations provoquées elles-mêmes par les couplages internes dus aux capacités inter-électrodes. On neutralise l'effet de ces capacités par des neutrodynes, ou bien on les diminue dans des proportions importantes en employant des lampes à écran.

2° **Montage Hartley.** — Le C. O. (C, L) est le siège des oscillations. Une fraction de self L est intercalée dans le circuit plaque, une fraction dans le circuit grille (figure 17).

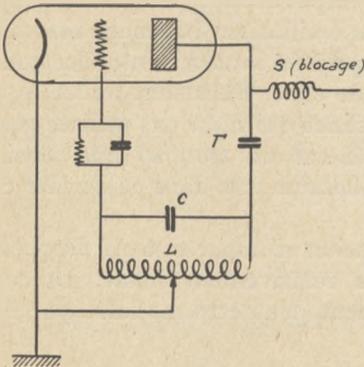


FIG. 17.

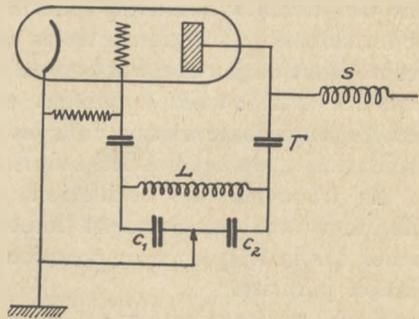


FIG. 18.

3° **Montage Colpitts.** — C'est ici une partie de la capacité du C. O. qui est intercalée dans le circuit plaque, l'autre partie étant intercalée dans le circuit grille (figure 18).

4° Montage à circuit grille et circuit plaque accordés (appelé parfois T. P. T. G. ou tuned plate-tuned grid) (figure 19).

Le couplage entre circuit plaque et circuit grille se fait par la capacité interne grille-plaque. Le circuit placé sur la grille doit être légèrement désaccordé par rapport à la fréquence de fonctionnement de façon à se comporter comme une self.

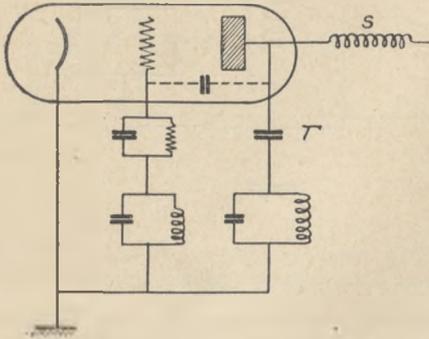


FIG. 19.

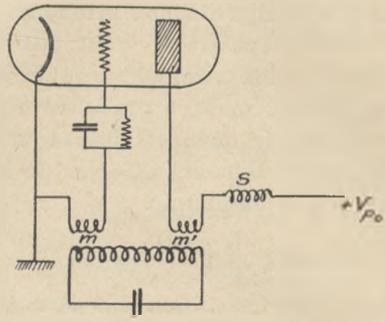


FIG. 20.

5° Montage Meissner. — Un circuit unique LC induit, par les coefficients d'induction mutuelle respectifs  $m$  et  $m'$ , des f. é. m. d'induction dans les circuits de grille et de plaque (figure 20).

### 5.1234. — Oscillations parasites.

Des oscillations parasites peuvent prendre naissance tant dans les amplificateurs que dans les oscillateurs, en particulier lorsque les lampes mises en jeu sont des grosses lampes. Ces oscillations prennent naissance dans des circuits constitués par les capacités internes interélectrodes, par les selfs de connexion, par les selfs de choc. Elles sont nuisibles car elles mettent en jeu une fraction de puissance qui n'est pas utilisée sur la fréquence utile ; elles apportent en général un trouble plus sensible dans les amplificateurs que dans les oscillateurs car, dans ce dernier cas, l'oscillation utile tend à les étouffer.

La fréquence des oscillations parasites comparée à la fréquence utile peut être relativement haute ou relativement basse. Dans ce dernier cas la fréquence de fonctionnement peut être modulée par l'oscillation parasite.

Donnons des exemples :

1° Oscillations parasites de fréquence élevée. — *a)* Considérons le montage Hartley de la figure 21 (I) dont les oscillations ont une fréquence  $f_0$  à peu près définie par les éléments  $L$  et  $C$  du C. O.

Dans le même montage on peut avoir un régime d'oscillations



De façon générale on lutte contre la production de fréquences parasites élevées, en réduisant autant que possible les connexions et en plaçant sur les arrivées de plaque et de grille des résistances d'amortissement, que l'on peut d'ailleurs shunter pour la fréquence de fonctionnement. On peut aussi placer en des points convenables des circuits des bobines constituant des bobines de choc pour  $f_p$  et non pour  $f_0$ .

2° Oscillations parasites de fréquences basses. — Le même amplificateur symétrique de la figure 22 (I) peut être le siège d'oscillations

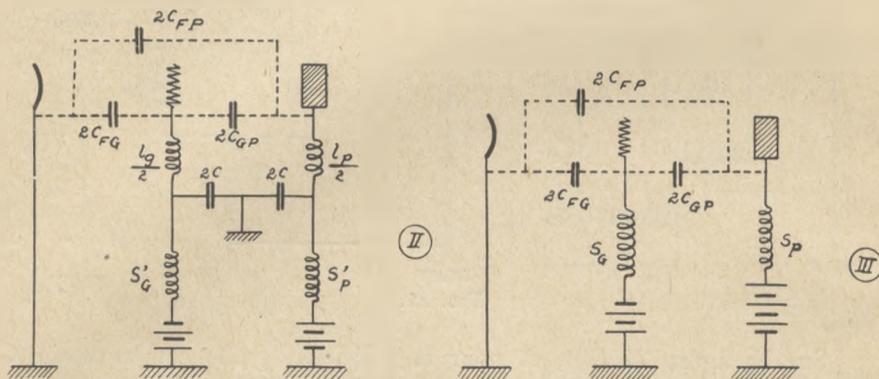


FIG. 22.

parasites de fréquence basse  $f'_p$ . Les deux lampes doivent ici encore être considérées comme étant en parallèle et le montage oscillateur équivalent est celui de la figure 22 (III).

Le C. O. est constitué par les selfs de choc  $S_g$  et  $S_p$  et par les capacités interélectrodes.

Pour la fréquence  $f'_p$  les capacités  $C$  et  $C'$  sont équivalentes à des réactances infiniment grandes et les selfs  $L$  et  $L'$  à des courts-circuits.

On supprime les oscillations parasites de fréquence basse en amortissant les circuits d'oscillation correspondants. Dans le cas des montages symétriques, dont un avantage est ainsi mis en évidence, on supprime les selfs de choc et les oscillations parasites correspondantes.

### 5.1235. — Rendement de l'étage de puissance.

Dans la constitution d'un émetteur on peut envisager que l'étage oscillateur imposant la fréquence des oscillations soit directement couplé à l'antenne. On a alors un émetteur auto-oscillateur.

Mais les systèmes réalisés sur ce principe sont peu stables, d'une part parce que le C. O. donnant la fréquence est très amorti, d'autre part parce que les réactions de l'antenne sur le C. O. sont importantes et en changeant les caractéristiques.

Dans le domaine des télécommunications, toutes les fois qu'on peut, on sépare les fonctions ; on demande alors à un maître-oscillateur peu puissant de fournir la fréquence et, par un couplage faible, on le relie à une chaîne d'amplification terminée par un étage de puissance couplé à l'antenne.

Quoiqu'il en soit, qu'il s'agisse d'un étage auto-oscillateur ou, au contraire, d'un étage amplificateur de puissance, c'est dans l'étage couplé à l'antenne que sont mises en jeu des puissances importantes et c'est pour cet étage que se posent les questions de rendement.

Nous allons étudier le problème du rendement qui se pose de façon identique que l'étage couplé à l'antenne considérée soit auto-oscillateur ou amplificateur.

Nous avons donc un circuit LRC (figure 23) placé dans le circuit plaque de la dernière lampe et couplé par exemple par induction mutuelle à une antenne (supposée accordée) remplacée par son circuit fermé équivalent ( $L_a C_a R_a$ ).

Le rendement énergétique total, rendement externe  $\rho_e$ , est égal au produit du rendement interne de la lampe  $\rho_i$  par le rendement  $\rho_M$  du système constitué par les deux circuits couplés, comme cela a été montré dans le Cours de Radio-électricité Générale (David - Tome II - 4.354).

$$\rho_e = \rho_i \cdot \rho_M.$$

Quand le couplage entre circuit et antenne augmente  $\rho_M$  augmente et  $\rho_i$  diminue. La solution de compromis qui donne la valeur maximum de  $\rho_e$  a été recherchée dans le paragraphe précité du tome II. On a trouvé ainsi

$$(\rho_e)_{max} = \frac{r}{2} \frac{1}{1 + 2\sqrt{\frac{R'_i}{R_0}}},$$

avec

$$R'_i = \frac{M'}{1 + \gamma\mu} \cdot R_i ;$$

$r$ ,  $M'$ ,  $\gamma$ ,  $R'_i$  sont définis dans les paragraphes 4.334 et 4.351 du tome II.

Nous avons appelé  $M'$  la quantité appelée  $M$  dans le tome II (4.334, formule 81) pour éviter des confusions possibles avec le coefficient d'induction mutuelle  $M$ .

Cette valeur maximum du rendement est obtenue quand est satisfaite la condition

$$\frac{R_0}{R_p} = 1 + \sqrt{\frac{R_0}{R'_i}} ;$$

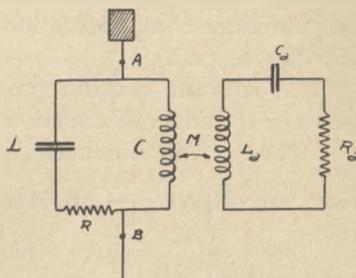


FIG. 23.

expression dans laquelle  $R_0$  est la résistance bouchon à *vide* du circuit placé dans la plaque et  $R_p$  sa résistance en charge, pour le couplage qui rend maximum le rendement extérieur.

La détermination théorique faite ci-dessus des conditions de réglage donnant le rendement maximum ne peut que permettre de dégrossir le problème ; le réglage définitif doit être fait expérimentalement.

**REMARQUE I.** — L'expression donnée ci-dessus pour  $(\rho_e)_{max}$  montre que l'on a intérêt au point de vue rendement à augmenter l'excitation, car en augmentant  $\gamma$  on diminue  $R'_i$ .

### 5.1236. — Sélectivité du circuit plaque.

Le courant de plaque est en général pulsant et périodique. Par décomposition en série de Fourier on peut faire apparaître une composante continue, une composante fondamentale  $\Omega$ , des composantes harmoniques  $2\Omega, 3\Omega, \dots, n\Omega$ .

Le courant continu passe par la branche self qui n'oppose à son passage qu'une résistance très faible (résistance en courant continu).

Pour la fondamentale, le circuit bouchon se comporte comme une résistance  $R_p = \frac{L^2\Omega^2}{R}$ ,  $R$  étant la résistance série qui caractérise l'amor-

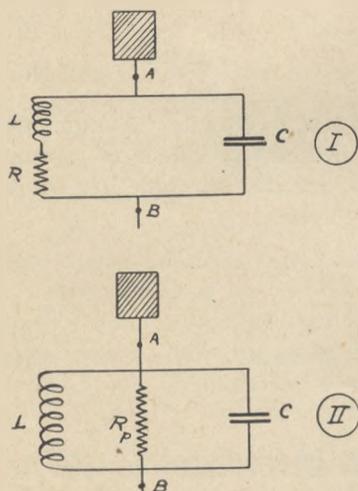


FIG. 24.

tissement du circuit dans son fonctionnement sur la pulsation  $\Omega$ . Une puissance active élevée est fournie au C. O. (figure 24 (I) et (II)).

Pour les harmoniques le circuit se comporte pratiquement comme une capacité. Sur les fréquences correspondantes le circuit ne reçoit que de l'énergie réactive. Si  $|Z_n|$  est ainsi l'impédance entre A et B, pour la pulsation  $n\Omega$ , on a :

$$\frac{|Z_n|}{R_p} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{n}{n^2 - 1},$$

avec  $Q = \frac{L\Omega}{R}$ .

La tension d'utilisation étant supposée prise entre A et B la formule précédente montre dans quelle mesure, par

effet de sélectivité, le circuit bouchon affaiblit les harmoniques.

Remarquons ici que dans ce qui suit nous sommes amenés à considérer le fonctionnement à vide et le fonctionnement en charge. Nous affectons de l'indice 0 les quantités qui correspondent au fonctionnement à vide.

De ce point de vue, si  $R_0$  et  $R$  sont les résistances d'amortissement série qui correspondent respectivement aux fonctionnements à vide et en charge, si  $(R_p)_0$  et  $R_p$  sont les résistances parallèles correspondantes, on a :

$$R = R_0 + R_c \quad \text{et} \quad \frac{1}{R_p} = \frac{1}{(R_p)_0} + \frac{1}{(R_p)_c}$$

avec

$$R_p = \frac{L^2 \Omega^2}{R}, \quad (R_p)_0 = \frac{L^2 \Omega^2}{R_0}, \quad (R_p)_c = \frac{L^2 \Omega^2}{R_c}$$

(voir fig. 25)

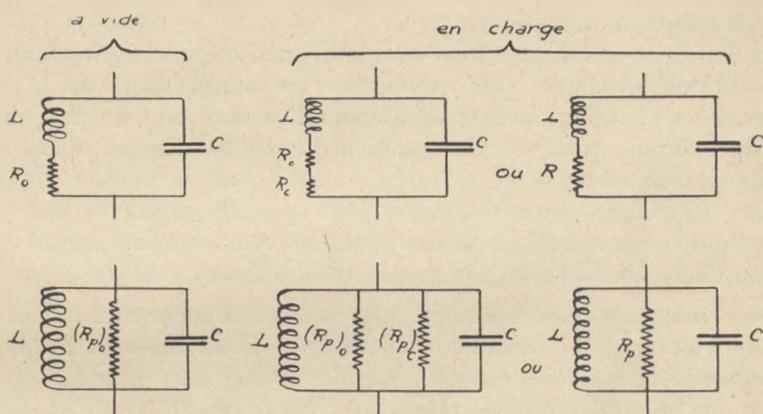


FIG. 25.

Quoiqu'il en soit, pour éliminer les harmoniques dans les conditions de fonctionnement on est amené à prendre  $Q$  assez grand. On est cependant limité dans cette voie par les considérations suivantes :

1° - Si l'effet de sélectivité est trop grand, la bande passante risque de ne pas être suffisante.

2° - Une augmentation de  $Q$ , coefficient de surtension en charge suppose une augmentation de la puissance réactive mise en jeu dans le circuit. Mais la puissance perdue dans le C. O., en particulier par échauffement de la self, augmente avec la puissance réactive. On a en effet :

$$P_x = \text{Puissance réactive} = \frac{V_p^2}{L\Omega}$$

$$(P_p)_0 = \text{Puissance perdue dans le C. O.} = \frac{V_p^2}{[R_p]_0}$$

d'où :

$$(P_p)_0 = \frac{P_x}{Q_0}$$

$Q_0$  étant le coefficient de surtension à vide dont les valeurs sont limitées.

**REMARQUE.** — Remarquons que les montages symétriques suppriment les harmoniques de rang pair.

### 5.13. — Applications industrielles du chauffage haute-fréquence.

Dans ce chapitre, en étudiant la génération des oscillations de haute fréquence nous avons principalement pensé au problème de l'émission dans les télécommunications.

Il convient d'indiquer que des problèmes spéciaux, qui demandent des solutions spéciales, sont posés par les applications de la haute fréquence au chauffage industriel. Ces applications sont de plus en plus répandues depuis quelques années, bien que les calories obtenues soient des calories chères.

Ce chauffage haute-fréquence peut prendre deux formes différentes : celles du chauffage des conducteurs par courants induits, celle du chauffage des isolants par pertes diélectriques.

#### 1° - Chauffage haute-fréquence des conducteurs par courants induits.

Pour les grosses pièces et le chauffage à cœur on peut utiliser des fréquences relativement basses (jusqu'à 20 000 c/s) fournies par un alternateur. Pour les petites pièces et pour le chauffage de surface on emploie des fréquences plus élevées (200 à 1000 kc/s) fournies par des auto-oscillateurs à lampes ; les puissances mises en jeu sont de quelques kilowatts ou de quelques dizaines de kilowatts.

Le montage auto-oscillateur à lampes peut être d'un type quelconque : circuit accordé dans la plaque, Hartley, Colpitts... La pièce métallique à chauffer est en fait l'équivalent d'un circuit apériodique (self et résistance) que l'on couple au C. O. de l'auto-oscillateur.

Ce couplage peut être direct, mais pour éviter de mettre de trop grandes intensités en jeu dans le C. O. de l'oscillateur il est préférable de le réaliser par l'intermédiaire d'un transformateur apériodique.

Un tel montage est représenté sur la figure 26 (I), la figure 26 (II) donnant l'équivalence électrique. Le circuit (1) est en pratique le C. O. de l'oscillateur ; le circuit (2) est un transformateur apériodique couplé à (1) par un cylindre comportant une fente longitudinale et à (3) par une bobine comportant un petit nombre de spires (une à quatre par exemple).

Les qualités auxquelles doivent satisfaire les émetteurs utilisés pour le chauffage ne sont pas celles des émetteurs de trafic. Le manque de stabilité de fréquence, la présence d'harmoniques ou de ronflements ne sont pas des défauts gênants.

Mais ces émetteurs doivent pouvoir supporter des variations de

charge importantes et des problèmes particuliers d'adaptation entre l'oscillateur et la charge doivent être résolus.

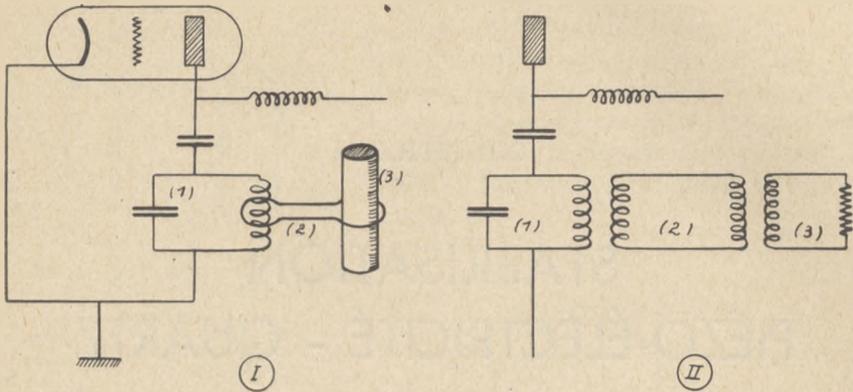


FIG. 26.

Pour réaliser la localisation voulue de l'échauffement malgré la conduction thermique, il est bon que les temps de chauffage soient courts, donc les puissances mises en jeu relativement élevées. Pour éviter d'avoir des installations trop importantes, on a pu songer à fonctionner en régime d'impulsions. Des lampes à cathode de tungstène thorié et à anode épaisse de graphite permettent de réaliser des chauffages de 20 secondes par exemple, espacés les uns des autres de trois minutes ; la puissance de crête est ainsi dix fois plus grande que la puissance moyenne.

Le chauffage haute-fréquence est principalement utilisé pour le brasage, le soudage, la trempe superficielle.

2° - Chauffage haute-fréquence des isolants par pertes diélectriques.

Il s'agit ici de chauffage dans la masse d'un diélectrique qui est pratiquement placé entre deux armatures de condensateurs (fig. 27).

Les fréquences utilisées sont plus élevées que dans le cas du chauffage par courants induits dans les conducteurs (par exemple 30 Mc/s). Les puissances mises en jeu vont, en général, de quelques centaines de watts à quelques kilowatts.

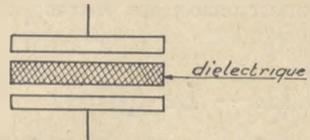


FIG. 27.

Les applications sont excessivement variées ; citons par exemple :

- le préchauffage des matières plastiques avec amélioration des qualités électriques et mécaniques (cas de l'industrie du caoutchouc) ;
- le soudage des matières thermoplastiques : objets en caoutchouc, emballages, travail du verre ;
- le séchage et le collage des bois précieux ;
- des emplois divers dans les industries textiles et alimentaires.

## CHAPITRE II

# STABILISATION PIÉZO-ÉLECTRICITÉ - QUARTZ

### 5.2. — Stabilisation par quartz.

Nous avons signalé dans le chapitre précédent l'intérêt qu'il y a, du point de vue de la stabilité de fréquence dans les montages d'oscillateurs, à disposer de circuits très peu amortis.

Dans la pratique, ce sont les oscillateurs à quartz qui permettent d'obtenir, de ce point de vue, les plus grandes stabilités. Pour permettre de comprendre le principe de leur fonctionnement nous allons étudier avec quelques détails les propriétés du quartz et en particulier ses propriétés piézoélectriques. Dans le domaine des télécommunications le quartz piézoélectrique a d'ailleurs d'autres applications que celle que nous venons d'indiquer ; il est ainsi couramment utilisé dans la construction de filtres étroits, à frontières raides.

#### 5.21. — Le quartz.

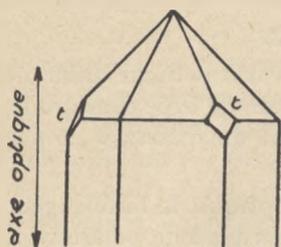
Le quartz est de la silice pure ( $\text{SiO}_2$ ). Ses cristaux appartiennent au système hexagonal rhomboédrique ; ils sont constitués par des prismes hexagonaux terminés par des pyramides (figure 1).

Des six arêtes, trois d'entre elles, à l'alternat, sont terminées par des tronçatures  $t$ .

Le cristal de quartz présente les axes de symétrie suivants :

- a) un axe ternaire parallèle aux arêtes, appelé *axe optique* ;
- b) trois axes binaires E'E passant par deux sommets opposés de l'hexagone de section droite. Ces axes sont appelés *axes électriques*.
- c) bien qu'ils ne soient pas de véritables axes de symétrie on donne

couramment le nom d'*axes mécaniques* aux droites  $MM'$  qui joignent les milieux de deux côtés opposés de la section droite.



Il est commode, pour faire l'étude des éléments de quartz pratiquement utilisés, de définir ces derniers par rapport à trois axes de coordonnées rectangulaires  $OX$ ,  $OY$ ,  $OZ$ , respectivement parallèles à des axes électrique, mécanique et optique (figure 2).

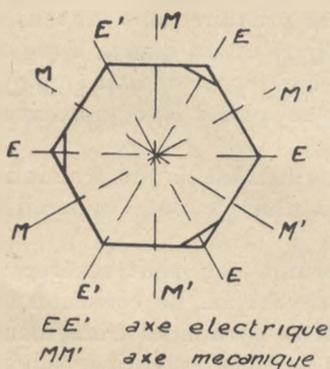


FIG. 1.

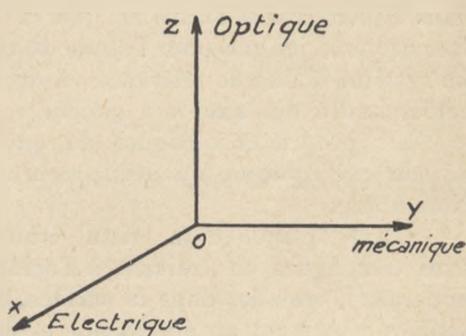


FIG. 2.

### 5.211. — Détermination des axes.

L'examen des faces naturelles du cristal, quand elles sont apparentes, ne permet pas de déterminer les axes du cristal avec une précision supérieure à quelques degrés ; mais différents procédés peuvent être utilisés pour augmenter cette dernière.

Rappelons d'abord quelques propriétés optiques des cristaux de quartz :

a) Les cristaux de quartz, comme tous les cristaux, à l'exception de ceux du système cubique, sont biréfringents. Un rayon lumineux donne naissance à deux rayons réfractés, dont l'un, le rayon ordinaire, est polarisé dans le plan contenant la direction de l'axe optique et suit les lois des milieux isotropes, et dont l'autre, le rayon extraordinaire, est polarisé dans le plan perpendiculaire.

Aux deux rayons ordinaire et extraordinaire correspondent des indices de réfraction différents. Les rayons sortant du cristal ne sont pas en phase ; si le rayon incident est polarisé rectilignement, la polarisation de sortie est elliptique et on ne peut plus avoir extinction par un analyseur.

A  $180^\circ$  centigrades, pour un rayon incident normal à l'axe optique,

les indices du rayon ordinaire ( $n_o$ ) et du rayon extraordinaire ( $n_e$ ) sont, pour la raie D du sodium,

$$n_o = 1,544, \quad n_e = 1,553.$$

Les indices  $n_o$  et  $n_e$  diminuent avec la température et leur différence ( $n_e - n_o$ ) subit une discontinuité à la température de 570° centigrades. A cette température le quartz du type  $\alpha$  devient du quartz  $\beta$  et perd ses propriétés piézoélectriques.

b) Pour un rayon incident parallèle à l'axe optique, la biréfringence disparaît. On constate simplement une rotation du plan de polarisation. Cette rotation est de 126° par centimètre d'épaisseur de cristal pour le rouge et de 512° pour le violet ; elle peut se produire dans un sens ou dans l'autre, car il existe un quartz dextrogyre et un quartz lévogyre. Remarquons ici que pour l'étude du quartz dextrogyre on doit employer un système d'axes de référence « à droite » ; au quartz lévogyre doivent correspondre des axes « à gauche ».

Les propriétés optiques du quartz permettant la détermination de son axe optique, on utilise couramment dans ce but l'appareil de Nöremberg.

L'axe optique d'un cristal étant déterminé, on peut repérer ses axes électriques en traitant à l'acide fluorhydrique. Le corrosion fait apparaître, creusées dans la surface, de petites pyramides triangulaires visibles seulement au microscope et dont la hauteur est dirigée suivant l'axe électrique. La précision n'est que de quelques degrés.

Mais la méthode la plus précise pour la détermination des axes est celle qui utilise la diffraction des rayons X sur les éléments du réseau cristallin correspondant, en application de la théorie de Bavais sur la structure réticulaire des cristaux et des principes de la mécanique ondulatoire de Louis de Broglie.

### 5.212. — Propriétés piézoélectriques du quartz. — Fonctionnement statique.

Considérons un cristal de quartz taillé en parallélépipède rectangle comme indiqué sur la figure 3 sur laquelle les grandes faces sont perpendiculaires à l'axe électrique. La taille correspondante est la taille X, appelée aussi taille

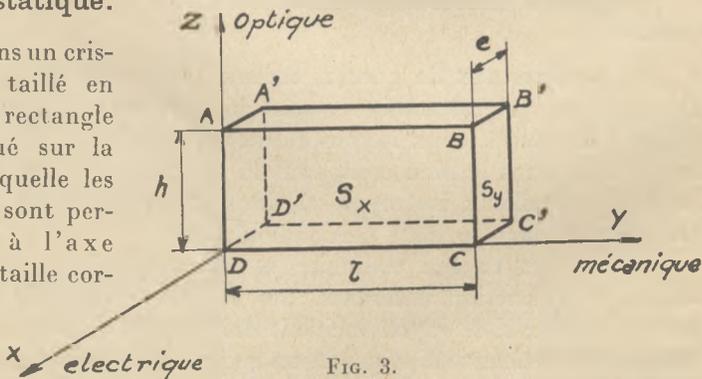


FIG. 3.

de Curie, parce qu'elle a été utilisée par les frères Curie en 1880,

dans leurs expériences fondamentales. Dans l'expérience de Curie  $l = 2$  cm et  $e = 0,05$  cm.

Sous l'effet de pressions ou d'extensions  $F$  appliquées sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique, des charges  $Q$  apparaissent sur ces mêmes faces comme il est indiqué sur la figure 4 (I et II). On a

$$Q = \delta \cdot F.$$

Sous l'effet de pressions ou d'extensions  $F$  appliquées sur les faces (de surface  $S_y$ ) perpendiculaires à l'axe mécanique, des charges  $Q$  apparaissent sur les faces de surface  $S_x$  perpendiculaires à l'axe électrique comme il est indiqué sur la figure 4 (III et IV).

On a :

$$Q = \delta \cdot \frac{S_y}{S_x} \cdot F.$$

C'est par l'apparition de ces charges, quand des forces agissent sur le quartz, qu'est mise en évidence la piézoélectricité du quartz. Le coefficient  $\delta$  est le *module piézoélectrique*.

Précisons qu'aucune charge n'apparaîtrait si des forces étaient appliquées parallèlement à l'axe optique.

On peut mettre en évidence l'*effet piézoélectrique inverse* (Lippmann - 1881) en appliquant une différence de potentiel  $V$ . On constate alors des variations  $\Delta e$  et  $\Delta l$  des dimensions  $e$  et  $l$  de la figure 3 données par

$$\Delta e = \delta \times V,$$

$$\Delta l = \delta \cdot \frac{S_y}{S_x} \cdot V,$$

où  $\delta$  est le module piézoélectrique déjà rencontré.

Le sens des variations de  $e$  et de  $l$  est tel que les charges  $Q$  qui leur correspondent par effet piézoélectrique et qui apparaissent sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique tendent à s'opposer à la différence de potentiel  $V$ .

**REMARQUE.** — Pratiquement, pour obtenir les charges correspondant à des extensions (figure 4, II et III) on applique d'abord les pressions correspondantes (figure 4, I et IV), on décharge et on supprime les forces appliquées.

### 5.213. — Modules piézoélectriques.

Les expériences effectuées dans le paragraphe précédent sur un cristal de taille  $X$  et sur des faces parallèles à l'axe électrique ou à l'axe mécanique nous ont amené à introduire le module piézoélectrique  $\delta$ .

Dans le cas général, ce n'est pas un, mais dix-huit modules piézoélectriques qui doivent être considérés pour établir les relations de piézoélectricité.

L'état électrique d'un cristal est en effet défini par les 3 composantes  $M_1, M_2, M_3$  d'un moment électrique.

L'état mécanique en chaque point est défini par les 3 composantes de pression  $P_1, P_2, P_3$  et les 3 composantes de glissement  $T_1, T_2, T_3$ .

$M_1, M_2, M_3$  sont représentées par des fonctions linéaires et homogènes de  $P_1, P_2, P_3, T_1, T_2, T_3$ , établies par Voigt dès 1890. Dix-huit coefficients, c'est-à-dire 18 modules piézoélectriques, apparaissent donc dans les relations correspondantes. Dans les cas pratiques le nombre de modules à considérer est heureusement réduit par les symétries ; nous venons de voir un cas simple où n'intervient qu'un seul module.

### 5.22. — Corps piézoélectriques.

Rappelons le principe général de Curie. Si un « effet » présente des symétries, ces symétries doivent exister dans les « causes ».

Si une pression (ou une extension), c'est-à-dire une action *non orientée*, produit dans le corps sur lequel elle s'exerce une polarisation électrique, qui peut être représentée par un *vecteur orienté*, c'est que ce corps présente des propriétés particulières.

Seuls peuvent ainsi présenter des propriétés piézoélectriques des corps non conducteurs, ayant une structure cristalline (c'est-à-dire ordonnée) et ne présentant pas de centre de symétrie.

Les classes de cristaux non conducteurs n'ayant pas de centre de symétrie sont au nombre de 21, mais 20 d'entre elles seulement, car il y a une exception, possèdent des propriétés piézoélectriques. Pratiquement sont seuls utilisés les cristaux suivants :

a) *Le quartz* - silice pure dont les cristaux à l'état naturel sont trouvés au Brésil, à Madagascar, aux États-Unis, au Canada, en Australie. Depuis quelques années les gisements de Madagascar sont rationnellement exploités et donnent des produits de qualité.

Le quartz est l'élément piézoélectrique le plus employé. C'est même pour le moment le seul employé dans les montages oscillateurs. La consommation énorme des cristaux de quartz, qui a augmenté de façon très importante, en particulier, depuis que les matériels militaires en font une grande consommation, oblige à envisager l'épuisement des ressources naturelles et des recherches sont en cours pour l'obtention de produits artificiels.

Le quartz est très dur et présente des propriétés et une composition chimique très constantes. La constante diélectrique du quartz est de 4,5.

**REMARQUE.** — Les cristaux naturels de quartz peuvent présenter des défauts : des mâcles, des bulles, des failles... Les mâcles peuvent être électriques ou optiques : il y a mâcle électrique quand deux parties voisines d'un cristal ont des axes électriques de même direction, mais de sens opposés ; il y a mâcle optique quand deux éléments contigus ayant des axes optiques parallèles sont respectivement dextrogyre et lévogyre.

b) *Le sel de Seignette ou sel de la Rochelle.*

Ce sont des procédés de fabrication artificielle qui permettent d'obtenir des cristaux de dimensions suffisantes à partir d'un mélange de tartrate de potasse, de carbonate de soude et d'eau.

Les cristaux de sel de Seignette qui possèdent deux axes optiques ont la propriété remarquable de présenter une constante diélectrique très élevée qui, suivant le cas, peut être comprise entre 1000 et 100 000. Ces cristaux, au point de vue piézoélectrique, sont 1000 fois plus « actifs » que le quartz, mais ils sont relativement mous, hygrométriques et ont une constante de fréquence trop basse pour les applications en haute fréquence. Ils sont très utilisés dans les « pick-ups » de phonographe, dans les microphones et les récepteurs téléphoniques et dans les haut-parleurs.

c) *La tourmaline* présente deux axes optiques et sa constante diélectrique est égale à 5,7. Par son efficacité piézoélectrique la tourmaline se place entre le sel de Seignette et le quartz. A épaisseur donnée la tourmaline a une fréquence de résonance 1,5 fois plus élevée que celle du quartz ; aussi a-t-on pu envisager de l'utiliser pour les fréquences élevées qui nécessitent des lames très minces donc fragiles (voir plus loin). La tendance est plutôt d'utiliser dans ce domaine le fonctionnement sur harmoniques du quartz qui a l'avantage d'être meilleur marché.

d) Les corps de synthèse sur lesquels se porte maintenant l'attention sont principalement des phosphates monopotassiques, des tartrates d'éthylène diamines (E. D. T.), des tartrates monopotassiques.

### 5.23. — Oscillations du quartz. Régime dynamique.

Les phénomènes de piézoélectricité directe et de piézoélectricité inverse étudiés ci-dessus correspondent à un fonctionnement statique.

Nous nous proposons maintenant d'étudier les oscillations d'un cristal piézoélectrique ou plus précisément d'un cristal de quartz (Étude faite par Cady vers 1920).

Un tel cristal peut vibrer mécaniquement et de multiples façons ; dans tous les cas l'amortissement constaté est excessivement faible. Par piézoélectricité, aux vibrations mécaniques correspondent des vibrations électriques qui sont très peu amorties ; le circuit électrique équivalent que nous définissons plus loin, a un coefficient de qualité Q

très élevé, égal à plusieurs dizaines ou même plusieurs centaines de milliers d'unités, et par conséquent très supérieur à celui des meilleurs circuits classiques constitués par une self et par une capacité.

Parmi les vibrations possibles d'un quartz qui présentent des formes multiples, notons dès maintenant :

a) *des oscillations longitudinales* dans lesquelles le déplacement de matière se fait dans la même direction que la propagation des ondes.

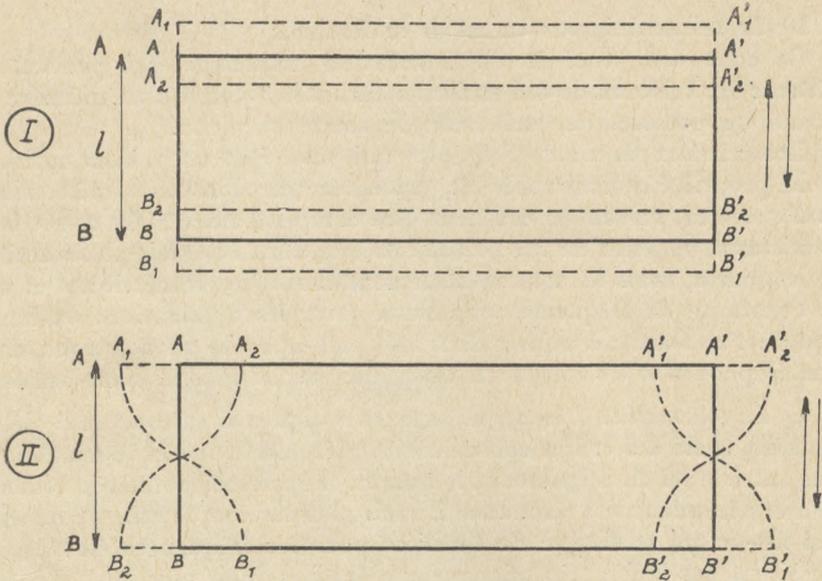


FIG. 5.

Dans la figure 5 (I) la propagation se produit suivant  $AB$  et le cristal  $AA'BB'$  oscille entre les positions extrêmes  $A_1A'_1B_1B'_1$  et  $A_2A'_2B_2B'_2$ ;

b) *des oscillations transversales* dans lesquelles le déplacement de matière se produit perpendiculairement à la direction de propagation des ondes. Dans la figure 5 (II), les ondes se propagent suivant  $AB$  et le cristal  $AA'BB'$  vibre entre les positions  $A_1A'_1B_1B'_1$  et  $A_2A'_2B_2B'_2$ , par glissement, les unes sur les autres, des faces parallèles à  $AA'$ .

Dans les deux cas considérés la dimension  $l$ , suivant laquelle a lieu la propagation d'ondes, correspond à la demi-longueur d'onde mesurée dans le cristal, mais les vitesses de propagation correspondant aux différents modes de vibrations, si elles sont du même ordre de grandeur, ne sont pas égales.

Dans tous les cas,  $f$  étant la fréquence, on a, pour les vibrations fondamentales :

$$f = \frac{v}{2l}$$

$v$  étant pour la taille considérée la vitesse de propagation dans la direction considérée ;

c) des oscillations de flexion, de torsion etc...

### 5.231. — Principales tailles utilisées.

1° Tailles « X ». — Dans la taille X, ou taille de Curie, les grandes faces sont perpendiculaires à l'axe électrique OX (figure 6). Les vibrations principales à considérer sont les suivantes :

a) une oscillation longitudinale suivant l'épaisseur  $e$ , parallèle à OX. Pour cette oscillation on a :

$$f = \frac{2870}{e \text{ mm}} \text{ kc/s} \quad \text{ou} \quad \lambda = 104,5 \text{ mètres/millimètre} ;$$

b) une oscillation longitudinale suivant la longueur  $l$ , parallèle à OY. On a

$$f = \frac{2700}{l \text{ mm}} \text{ kc/s} \quad \text{ou} \quad \lambda = 111,1 \text{ m/mm} ;$$

c) les oscillations parasites qui peuvent résulter de couplages entre les ondes fondamentales considérées ci-dessus, ou entre les harmoniques de ces ondes. On peut les étouffer en donnant au contour de la lame des formes particulières, par exemple celle d'un anneau.

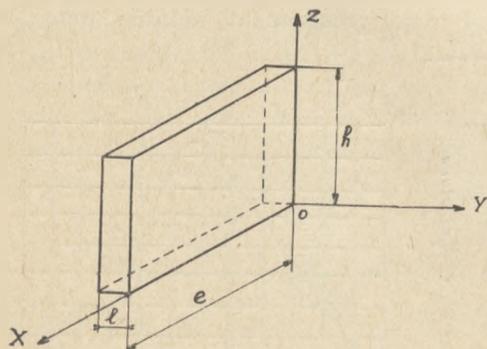


FIG. 7.

glissent en vibration les uns par rapport aux autres comme il est indiqué sur la figure 5 (II).

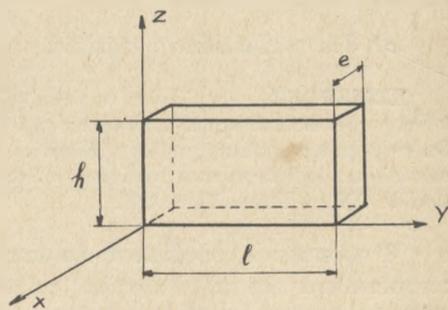


FIG. 6.

2° Tailles « Y ». — Le cristal a ses grandes faces perpendiculaires à l'axe mécanique OY (figure 7). Il faut considérer ici :

a) une oscillation transversale suivant l'épaisseur  $l$  dans laquelle les éléments plans parallèles au plan XOZ

On a :

$$f = \frac{1960}{l_{\text{mm}}} \text{ Kc/s,} \quad \text{et} \quad \lambda = 153 \text{ m/mm ;}$$

b) une oscillation longitudinale suivant la longueur  $e$  :

$$f = \frac{2860}{l_{\text{mm}}} \text{ Kc/s,} \quad \text{et} \quad \lambda = 104,5 \text{ m/mm ;}$$

c) des oscillations parasites.

**REMARQUE.** — Qu'il s'agisse de la taille X ou de la taille Y, c'est sur les grandes faces, perpendiculaires à X dans un cas, à OY dans l'autre, qu'apparaissent les charges. On peut préciser aussi que les différences de potentiel provoquant les mouvements mécaniques de la lame sont appliquées suivant le cas (taille X ou taille Y) dans la direction de OX ou dans celle de OY.

3° Coupes à coefficient de température nul. — Le coefficient de température est la variation relative de fréquence donnée par le cristal pour une variation de température de un degré centigrade.

Pour les tailles X et Y considérées les coefficients de température sont compris, suivant le cas, entre  $-70.10^{-6}$  et  $90.10^{-6}$ .

Mais il est possible d'obtenir des tailles ayant, au voisinage d'une température déterminée, des coefficients de température pratiquement nuls soit en utilisant le couplage de deux ondes ayant des coefficients de température qui se neutralisent, soit, plutôt, en utilisant des coupes spéciales que nous allons maintenant définir.

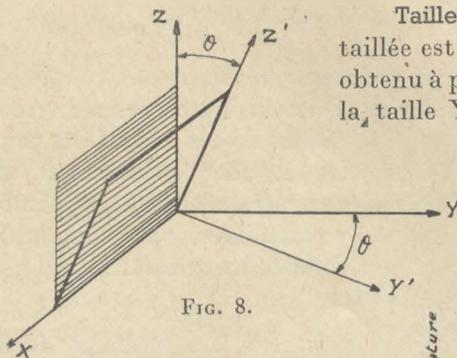


FIG. 8.

Tailles « Y tourné ». — Une lame ainsi taillée est située dans un plan XOZ' (figure 8) obtenu à partir du plan XOZ, qui contiendrait la taille Y, par une rotation d'un angle  $\theta$  autour de OX. Une taille Y est précisément définie par la

valeur de l'angle  $\theta$ .

La courbe de la figure 9 donne les variations du coefficient de température en fonction de l'angle  $\theta$ . Elle montre qu'il existe deux valeurs de  $\theta$ ,  $\theta = +35^\circ$  et  $\theta = -49^\circ$  pour lesquelles ce coefficient

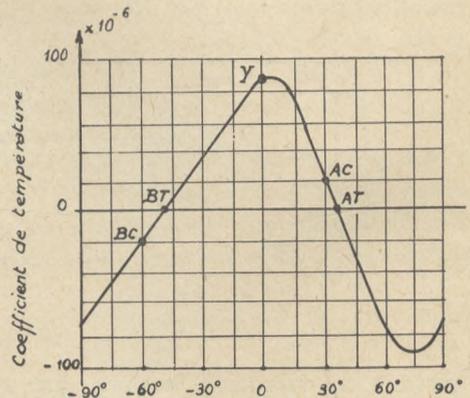


FIG. 9.

de température est nul. Les coupes correspondantes sont respectivement appelées AT et BT.

Notons sur la figure 9 que la coupe Y correspond à  $\theta = 0$  et a un coefficient de température un peu supérieur à  $80 \cdot 10^{-6}$ .

Si nous nous reportons maintenant à la figure 10 qui, en fonction de  $\theta$ , donne la valeur du produit de la fréquence par l'épaisseur de la lame nous voyons, qu'à fréquence donnée, la taille BT est une fois et demie plus épaisse que la taille AT. Aux fréquences élevées la taille BT comparée à la taille AT présente l'intérêt de correspondre à des cristaux moins fragiles, parce que moins minces.

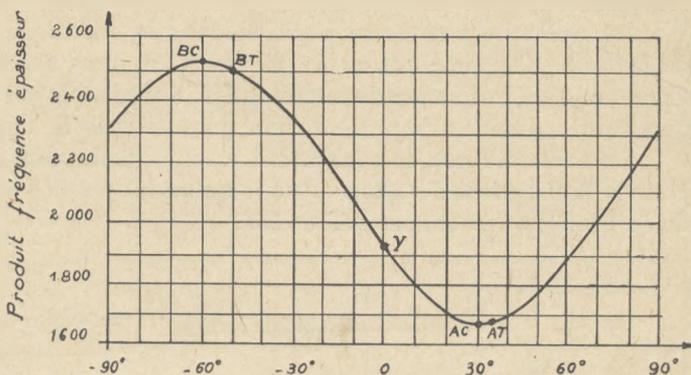


FIG. 10.

Aux voisinages respectifs des coupes AT et BT (figures 9 et 10) on trouve les coupes AC et BC (qui correspondent respectivement à  $\theta = 31^\circ$  et  $\theta = -60^\circ$ ) pour lesquelles l'influence des ondes parasites de couplage est très atténuée. Ces ondes souvent gênantes sont encore de peu d'importance pour les coupes AT et BT, dont un deuxième avantage est ainsi mis en évidence.

Tailles CT et DT. — Ce sont aussi des tailles à coefficient de température nul. Elles sont respectivement faites à peu près perpendiculairement aux tailles BT et AT (figure 11) ; les lames vibrent, non pas suivant leur épaisseur, mais suivant une de leurs grandes dimensions ; elles sont donc utilisées pour des fréquences relativement basses. En cours de vibration elles se déforment comme indiqué sur la figure 12.

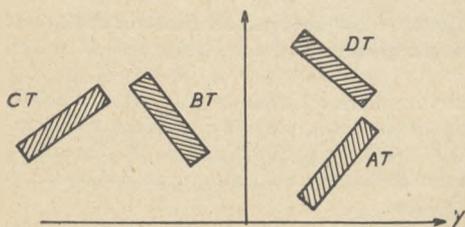


FIG. 11.

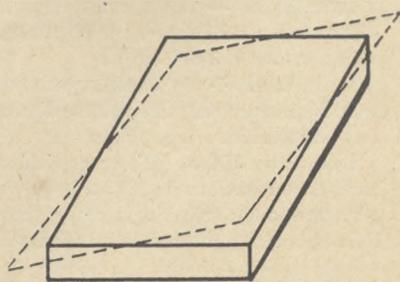


FIG. 12.

**Taille GT.** — Pour les tailles précédentes AT et BT, CT et DT, le coefficient de température ne reste nul que dans un intervalle de température relativement étroit. Il existe une coupe GT pour laquelle ce coefficient de température pratiquement nul dans un intervalle de  $30^\circ$ , est inférieur à  $2 \cdot 10^{-6}$  pour l'intervalle allant de  $0^\circ$  à  $100^\circ$  centigrades (figure 13).

Au point de vue de sa position dans le cristal, la taille GT dérive de la taille CT par rotation de  $45^\circ$  ou  $135^\circ$  dans son plan (figure 14). En cours de déformation de la coupe GT, l'un des côtés s'allonge pendant que l'autre diminue (représentation pointillée de la figure 14).

La taille GT est de réalisation assez difficile pour qu'on la réserve pour la fabrication d'étalons et pour qu'on lui préfère dans les montages de la pratique les coupes AT et BT.

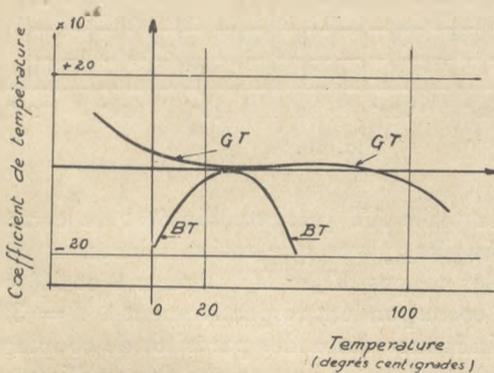


FIG. 13.

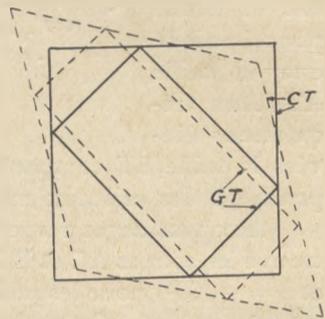


FIG. 14.

Le tableau de la page suivante résume, pour les plaques de quartz, les principales caractéristiques des coupes dont il vient d'être question.

**REMARQUE I.** — Pour certaines réalisations, en particulier pour les filtres moyenne-fréquence et pour les filtres sélecteurs de bande on utilise, non des lames, mais des barres de quartz.

Les tailles les plus connues sont certaines tailles X tournées (obtenues à partir de tailles X par rotation autour de OX) :

La taille X ( $-18^\circ$ ) travaille à l'allongement suivant la longueur, la fréquence est de 300 kc/s par centimètre ; le coefficient de température est de  $25 \cdot 10^{-6}$ , la gamme d'utilisation va de 50 à 500 kc/s.

La taille X ( $+5^\circ$ ) a même gamme d'utilisation : 280 kc/s par centimètre ; coefficient de température nul ; elle peut se déformer soit par glissement des faces longues et étroites, soit par flexion.

Les tailles MT et NT correspondent à une première rotation de  $8,5^\circ$  autour de OX, puis à des rotations de  $36^\circ$  et  $\pm 60^\circ$  respectivement, autour de OY' ; coefficients de température nuls ; fréquences respectives : 275 et 180 kc/s par centimètre. MT travaille à l'allongement ; gamme de 4 à 50 kc/s. NT travaille à la flexion ; gamme de 50 à 500 kc/s.

**REMARQUE II.** — Quand, partant de tailles X ou Y, on les « tourne » pour obtenir les propriétés indiquées, on diminue l'efficacité le l'effet piezoélectrique.

Coupe (mode de déformation et de propagation)	angle $\theta$	Montage	Fréquence (Kc par mm)	Utilisation
AT glissement épaisseur	+ 35°	- Par les coins - Biseauté	1660 (mm épaisseur)	oscillateurs : - 500 à 4500 kc/s fondamental - 30000 Kc/s (harm. impairs)
BT glissement épaisseur	— 49°	—	2500 (mm épaisseur)	oscillateurs : 2000 à 20000 Kc/s
CT glissement face	+ 38°	Monté au centre	3100 (mm longueur)	oscillateurs- filtres : 100 à 500 Kc/s
DT glissement face	— 52°	—	2100 (mm longueur)	oscillateurs- filtres : 70 à 400 Kc/s
GT allongement face	+ 38° (plus rotation dans son plan)	—	3292 (mm largeur)	fréquence étalon : 60 à 1000 Kc/s

**REMARQUE III.** — C'est l'importance relativement réduite des oscillations parasites qui conduit, en particulier dans les montages oscillateurs, à utiliser la taille Y de préférence à la taille X. Nous avons vu que la taille Y proprement dite présentant un coefficient de température élevé ce sont, en fait, des tailles « Y tourné » que l'on emploie.

**REMARQUE IV.** — Notons au passage que les tailles définies par un ensemble de deux lettres dont la dernière est un T correspondent à des coefficients de température nuls. Quand cette deuxième lettre est un C cela signifie que les ondes parasites de couplage ont une importance particulièrement réduite.

**REMARQUE V.** — Les sens de rotation définis par l'angle  $\theta$  à partir des tailles Y ou X sont comptés positivement dans le sens des aiguilles d'une montre pour les quartz levogyres, en sens inverse pour les cristaux dextrogyres.

**REMARQUE VI.** — Ce n'est pas en fait le coefficient de température qui est important pour un cristal stabilisateur mais bien plutôt la variation totale de fréquence dans l'intervalle total de variation de température auquel il est soumis.

On peut réduire la variation de température en plaçant le cristal dans une enceinte thermostatique dont certaines permettent de maintenir la température constante au dixième et même au centième de degré centigrade. La complication apportée par la

présence d'un thermostat est acceptée pour les postes de radiodiffusion ou du service fixe, téléphonique ou télégraphique, dont la stabilité doit être très grande.

Pour certains émetteurs tels que ceux utilisés sur les avions il faut se rappeler que les variations de température ambiante peuvent être très grandes, par exemple de  $-55$  à  $+70$  degrés centigrades.

### 5.232. — Schéma électrique équivalent.

Considérons la lame de Curie (taille X) à propos de laquelle nous avons défini les propriétés piézoélectriques du quartz.

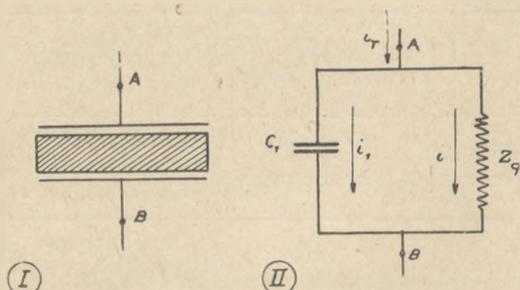


FIG. 15.

Établissons entre les grandes faces de cette lame, c'est-à-dire entre les points A et B de la figure 15 (I) une différence de potentiel sinusoïdale  $\varphi$ . Le courant total qui passe entre A et B est la somme :

- d'un courant  $i_1$  qui passe à travers la capacité  $C_1$  dont la lame de quartz constitue le diélectrique,

- d'un courant  $i$  qui correspond au passage des charges que la piézoélectricité met en mouvement quand la lame se déforme sous l'effet de la différence de potentiel.

On a donc

$$i_T = i_1 + i.$$

Au point de vue électrique on peut représenter la lame de quartz par le schéma de la figure 15 (II), comportant :

- une branche  $C_1$ , parcourue par le courant  $i_1$ ,
- une branche parcourue par le courant  $i$  et constituée par une impédance  $Z_q$ , caractéristique de l'effet piézoélectrique du quartz.

Si d'autre part, nous appelons  $\varepsilon = \Delta e$  la variation de l'épaisseur  $e$  de la lame sous l'effet des forces  $f = F \cdot \sin \Omega t$  (pression ou traction) appliquées sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique, on a :

$$\alpha \frac{d^2\varepsilon}{dt^2} + \beta \frac{d\varepsilon}{dt} + \frac{\varepsilon}{\gamma} = F \sin \Omega t = f,$$

où :

- $\alpha$  caractérise l'inertie,
- $\beta$  caractérise l'amortissement,
- $\gamma$  caractérise l'élasticité.

Nous avons, d'autre part, montré plus haut que l'on avait,  $\delta$  étant le module piézoélectrique,

$$q = \delta \cdot f \quad \text{et} \quad \varepsilon = \Delta e = \delta \cdot \nu,$$

et par conséquent,

$$\frac{q}{\varepsilon} = \frac{f}{\nu} = k.$$

L'équation ci-dessus, après une dérivation et après substitution des quantités  $q$  et  $\nu$  aux quantités  $\varepsilon$  et  $f$ , devient :

$$\frac{\alpha}{k^2} \cdot \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{\beta}{k^2} \cdot \frac{di}{dt} + \frac{i}{k^2 \gamma} = V \Omega \cos \Omega t.$$

Sous cette nouvelle forme, elle exprime que l'impédance  $Z_q$ , correspondant à la piézoélectricité du quartz est constituée par les éléments suivants mis en série entre A et B.

$$\text{une résistance : } R = \frac{\beta}{k^2},$$

$$\text{une self : } L = \frac{\alpha}{k^2},$$

$$\text{une capacité : } C = k^2 \cdot \gamma.$$

D'une façon plus générale, à chaque taille et à chaque dimensionnement correspond un ensemble de valeurs R, L et C.

Le quartz, très peu amorti au point de vue mécanique, l'est par suite très peu au point de vue électrique et les coefficients de surtension  $\frac{L\Omega}{R}$  ont des valeurs très élevées.

Il arrive normalement, pour un quartz vibrant dans l'air, à l'extension ou à la compression, que la principale cause d'amortissement soit due à la résistance de l'air. En mettant un tel quartz dans le vide on augmente très notablement son coefficient de qualité, que l'on porte, par exemple, de 30 000 à 300 000.

De toutes façons, on obtient avec les cristaux de quartz des coefficients Q très supérieurs à ceux que l'on peut obtenir avec des circuits électriques classiques. Pour fixer les idées, un quartz non amorti par l'air, excité, puis abandonné à lui-même vibre de façon appréciable pendant plusieurs secondes, 8 par exemple ; pour  $\lambda = 100$  mètres, cela correspond à  $24 \cdot 10^6$  oscillations.

Remarquons ici que le rapport  $\frac{C}{C_1}$  est petit et indépendant, pour une taille déterminée, des dimensions du cristal. Pour la taille AT on a, à peu près,  $\frac{C}{C_1} = \frac{1}{170}$  ; pour la taille X,  $\frac{C}{C_1} = \frac{1}{140}$ .

L'ensemble équivalent au quartz peut être, en négligeant  $R$  (figure 16), considéré comme équivalent à une capacité unique

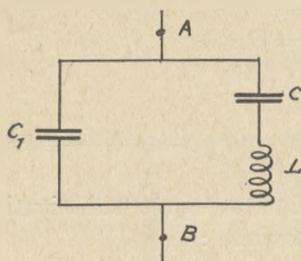


FIG. 16.

Les variations de  $K$  en fonction de  $\Omega$  sont représentées par la courbe de la figure 17. On note l'existence

— pour  $\Omega = \Omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ,

d'une résonance série pour laquelle  $K \rightarrow \infty$  (dans le tracé de la courbe on a tenu compte de l'existence de  $R$

en ne faisant pas  $K$  infiniment grand, mais seulement maximum).

— pour  $\Omega = \Omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_1}}$ , d'une résonance parallèle pour laquelle  $K = 0$ .

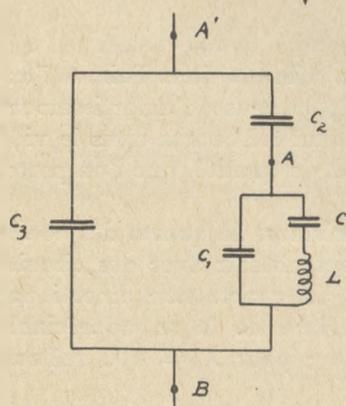


FIG. 18.

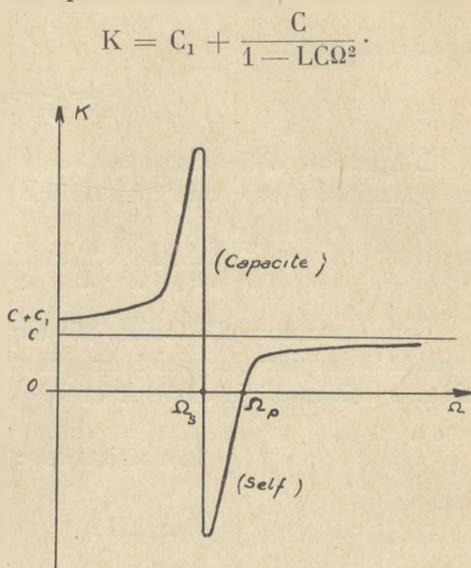


FIG. 17.

L'intervalle  $(\Omega_s - \Omega_p)$  est étroit ; pour  $\frac{C}{C_1} = \frac{1}{200}$ , il est égal à  $\frac{\Omega_s}{400}$ . C'est seulement dans cet étroit intervalle que  $K$  est négatif, c'est-à-dire que le circuit équivalent au quartz se comporte comme une self ; dans le même intervalle la réactance, donc les phases, varient très rapidement avec la fréquence  $\Omega$ .

**REMARQUE I.** — Quand, pour ne pas entraver les vibrations mécaniques du quartz, une lame d'air est intercalée entre le quartz lui-même et les armatures métalliques qui amènent les tensions électriques, le schéma

de la figure 18 doit être substitué à celui de la figure 16. La présence des capacités ajoutées rapproche l'une de l'autre les fréquences  $\Omega_s$  et  $\Omega_p$  ; l'intervalle  $(\Omega_s - \Omega_p)$  peut être ainsi réduit par exemple de quelques kilocycles à quelques dizaines de cycles/seconde.

**REMARQUE II.** — En général les courants piézoélectriques qui passent par la branche correspondante de la figure 16 sont très faibles par rapport au courant de capacité qui passe par  $C_1$ . A la résonance cependant c'est le courant piézoélectrique qui devient prépondérant.

**REMARQUE III.** — Pour avoir une idée de l'ordre de grandeur des éléments électriques du dipôle équivalent au quartz on peut partir de la valeur de  $C_1$  qui vaut quelques  $\mu\mu\text{F}$ . On apprécie  $C$  en remarquant que  $\frac{C}{C_1}$  a une valeur déterminée pour une taille déterminée ; par exemple en taille AT on peut prendre  $\frac{C}{C_1} = \frac{1}{170}$  ; la self  $L$  est alors donnée par  $CL\Omega_s^2 = 1$ ,  $\Omega_s$  étant la pulsation de résonance série, très voisine de  $\Omega_p$ , pulsation de résonance parallèle. Enfin  $R$  est tel que  $Q = \frac{L\Omega}{R}$ .

Précisons que pour un cristal de taille AT, ayant une forme carrée de  $(1,9 \times 1,9)$   $\text{cm}^2$ , donnant la fréquence  $10^6$  c/s et correspondant à  $\frac{C}{C_1} = \frac{1}{170}$ , on a :

$$\begin{aligned} C_1 &= 7,8 \cdot 10^{-12}\text{F}, & C &= 0,46 \cdot 10^{-12}\text{F}, \\ L &= 0,55\text{H}, \\ Q &= 34 \cdot 500, \\ R &= 300\Omega. \end{aligned}$$

Notons que pour la taille considérée on a les formules :

$$L = 2,01 \cdot \frac{10^9}{\text{surf}(\text{cm}^2) \cdot f^3(\text{kc/s})} \text{H}$$

et  $C = 2,16 \cdot 10^{-3} \text{surf}(\text{cm}^2) \cdot f(\text{kc/s}) \cdot \mu\mu\text{F}$ .

### 5.233. — Montages du quartz stabilisateur.

Avant d'étudier les montages oscillateurs stabilisés par quartz nous remarquons que de façon assez générale un montage d'oscillateur peut être représenté comme sur la figure 19 (I).

Une fraction  $v_g$  de la tension alternative existant aux bornes de l'impédance de plaque  $Z_p$  est reportée sur la grille par le dispositif potentiométrique  $\text{AGB}(Z_c + Z_g)$ .

A la tension appliquée sur la grille correspond l'apparition dans le circuit plaque d'une force électromotrice  $v_g$ .

Le fonctionnement du système en régime permanent est, en supposant que la grille ne débite pas et dans le cas des fonctionnements en classe A, représenté par le montage de la figure 19 (II). En classe C on remplacerait  $R_i$  par  $y \cdot R_i$ .

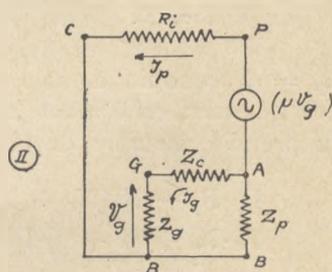
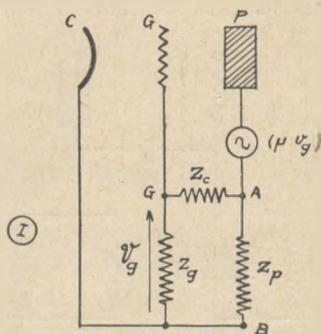


FIG. 19.

En régime permanent on peut utiliser la notation imaginaire et écrire les équations du système sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}\mu \cdot \mathcal{V}_g &= R_i \cdot \mathcal{J}_p + Z_p [\mathcal{J}_g + \mathcal{J}_p] \\ \mu \cdot \mathcal{V}_g &= R_i \cdot \mathcal{J}_p - (Z_c + Z_g) \mathcal{J}_g \\ \mathcal{V}_g &= Z_g \cdot \mathcal{J}_g\end{aligned}$$

En éliminant  $\mathcal{V}_g$ ,  $\mathcal{J}_p$ ,  $\mathcal{J}_g$  on obtient la relation imaginaire à laquelle doivent satisfaire les éléments électriques constitutifs du système :

$$R_i[Z_p + Z_c + Z_g] + Z_p[Z_c + Z_g] + \mu Z_g Z_p = 0 \quad (1)$$

Considérons maintenant deux des montages les plus utilisés d'un quartz oscillateur.

1° - Le quartz Q est monté entre grille et cathode (figure 20). La

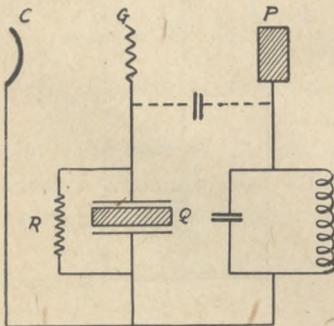


FIG. 20.

résistance R très élevée permet d'éviter que la grille ne soit « en l'air ». Un circuit oscillant constitue l'impédance de charge dans le circuit de plaque.

Nous posons ici :

$$Z_g = R_g + jX_g ;$$

$Z_c = jX_c$  ; l'impédance de couplage  $Z_c$  se réduit à une réactance de capacité que nous désignons par  $jX_c$  ;

$Z_p = jX_p$  ; le circuit plaque est désaccordé et l'on peut admettre que la partie réactance de  $Z_p$  est prépondérante. (On peut en effet vérifier, en égalant à zéro la partie réelle du premier membre de la relation (1), que l'hypothèse

$X_p = 0$  conduit à une impossibilité.)

Dès lors, en égalant à zéro la partie réelle et la partie imaginaire du premier membre de (1) on obtient les deux relations suivantes :

$$\begin{aligned}R_i \cdot R_g - X_p[X_c + X_g] - \mu \cdot X_p \cdot X_g &= 0 \\ R_i \cdot X_s + [1 + \mu] R_g \cdot X_p &= 0 \quad \text{avec} \quad X_s = X_g + X_c + X_p\end{aligned} \quad (2)$$

La deuxième de ces relations nous montre que, dans la boucle AGB de la figure 19, la présence d'un amortissement  $R_g$  qu'il faut compenser par l'effet sur ce circuit de la force électromotrice  $\mu \mathcal{V}_g$  agissant dans la branche APCB, nous écarte de la condition  $X_s = 0$  qui correspondrait à l'absence d'amortissement dans la boucle.

De façon plus générale les relations (2) permettent de tracer la courbe G. C. de la figure 21, qui donne le rapport de la fréquence de fonctionnement à la fréquence propre du circuit équivalent au cristal,

en fonction du rapport de la fréquence propre du circuit de plaque à la fréquence du cristal.

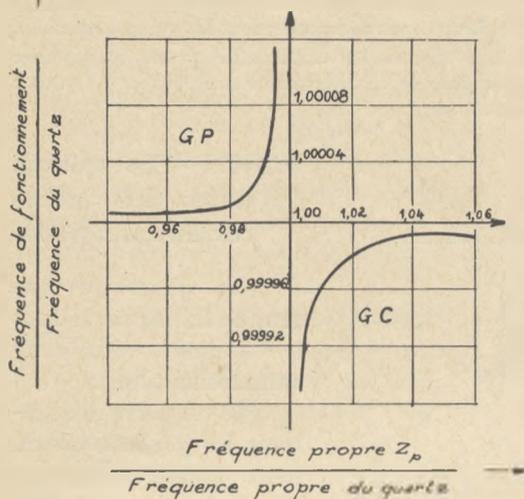


FIG. 21.

**REMARQUE.** — Remarquons que le montage considéré est du type TPTG. (Voir chapitre I : figure 19).

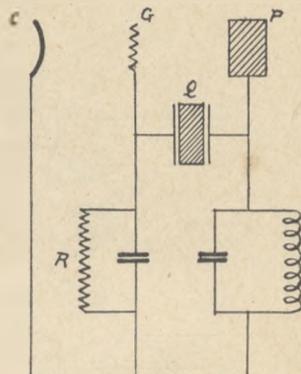


FIG. 22.

2° - Le quartz est monté entre grille et plaque comme indiqué sur la figure 22.

Pour faire l'étude du système on partirait de l'équation (1) ci-dessus, d'où l'on tirerait deux relations en égalant à zéro la partie réelle, puis la partie imaginaire du premier membre. On aurait ici posé, au préalable :

$$Z_g = jX_g \quad (\text{en négligeant l'influence de la très grande résistance } R) ;$$

$$Z_c = R_c + jX_c \quad (\text{éléments équivalents au quartz}) ;$$

$$X_p = jX_p \quad (\text{le circuit plaque est désaccordé}).$$

On pourrait enfin tracer la courbe G.P. de la figure 21.

**REMARQUE I.** — Qu'il s'agisse du montage G. C. (grille-cathode) ou du montage G. P. (grille-plaque) les courbes de la figure 21 montrent que pratiquement la fréquence de fonctionnement est toujours très voisine de la fréquence du quartz ; elle s'en rapproche d'autant plus que le circuit de plaque est plus désaccordé.

**REMARQUE II.** — Dans les montages grille-cathode et grille-plaque que nous venons de décrire le quartz travaille sur sa fréquence de résonance *parallèle*.

Mais il existe certains montages où c'est la résonance série qui est utilisée : montage Meachen à pont pour oscillateur de haute-fréquence, montage Colpitts avec quartz placé en série dans la branche self du C. O.

**REMARQUE III.** — Nous avons étudié ci-dessus les montages grille-cathode et grille-anode. Un quartz stabilisateur peut également être placé dans un quelconque circuit de réaction.

**REMARQUE IV.** — L'efficacité piézoélectrique d'un cristal est définie par ce qu'on appelle son « activité ». Cette activité est mesurée par l'indice de « performance »,

impédance bouchon du circuit de quartz fonctionnant sur sa résonance parallèle et dans les conditions d'emploi. Cette impédance peut varier du mégohm à quelques milliers d'ohms.

Pour un montage déterminé il y a des valeurs de l'indice de performance qui rendent le système particulièrement efficace ; ce ne sont pas nécessairement les valeurs maxima.

La tension alternative à laquelle sont soumis les cristaux de quartz peut varier de 10 à 150 volts. La puissance dissipée dans le cristal varie entre 0,05 et 0,5 watt ; elle doit être limitée pour éviter l'échauffement.

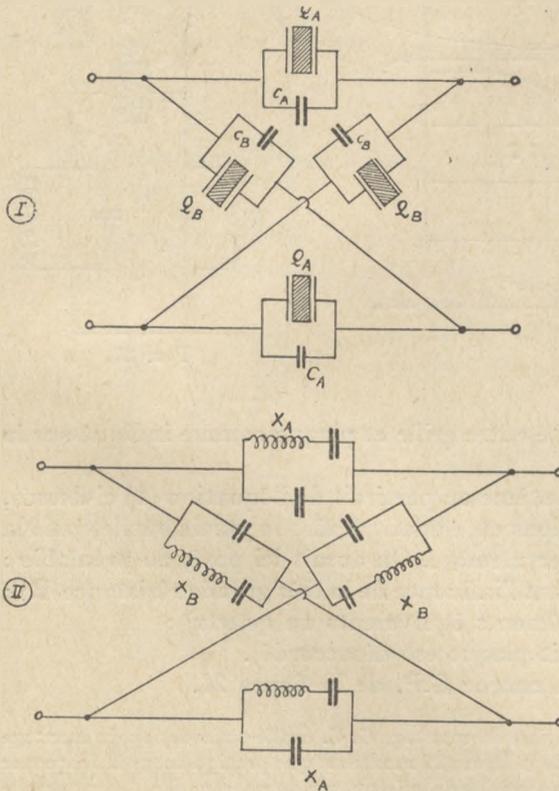


FIG. 23.

### 5.234. — Le quartz dans les télécommunications.

Le quartz a une grande importance dans le domaine des télécommunications.

1° - Il permet d'obtenir les générateurs de haute stabilité qui sont nécessaires pour les émetteurs radioélectriques de trafic.

2° - Son utilisation est de plus en plus nécessaire dans les liaisons téléphoniques multiplex à grand nombre de voies (câbles coaxiaux, câbles hertziens), dans lesquelles la stabilité des porteurs doit être de l'ordre de  $10^{-7}$ . On peut ici employer par exemple des coupes GT en thermostat, mais aussi des barreaux en taille Y que

l'enceinte thermostatique maintient à la température qui annule leur coefficient de température. Indiquons que, quelles que soient les précautions prises à propos du cristal, lorsque des stabilités très élevées sont nécessaires, des schémas électriques doivent être étudiés de façon à éliminer l'influence des variations dans le temps des caractéristiques des lampes ou des différents éléments entrant dans le montage.

3° - Enfin, en raison de la valeur très élevée du coefficient Q du circuit électrique équivalent, le quartz est employé dans la réalisation des

filtres qui doivent avoir des propriétés très sélectives. Ces filtres peuvent avoir des formes diverses : filtres en échelle, filtres en treillis. Les cellules en treillis sont très employées ; une de ces cellules est représentée sur la figure 23. Des cristaux  $Q_A$  sont placés dans les branches « série », des cristaux  $Q_B$  dans les branches transversales. Ces cristaux portent en parallèle des capacités additionnelles dont le réglage permet d'ajuster la bande passante.

La figure 23 (II) donne l'image du circuit électrique équivalent à la cellule de la figure 23 (I), en supposant négligeables les résistances.

L'étude des filtres nous apprend que si la fréquence de résonance de  $X_A$  est égale à la fréquence d'antirésonance de  $X_B$ ,

la cellule constituée a une bande passante qui couvre l'intervalle de fréquences pour lequel les réactances  $X_A$  et  $X_B$  sont de signes contraires.

Cet intervalle de fréquence est compris (figure 24), entre  $f_{sB}$  et  $f_{pA}$ .

En supposant que les capacités  $C_A$  et  $C_B$  soient nulles et que les quartz  $Q_A$  et  $Q_B$ , peu différents, soient taillés de façon telle que  $C_1 = 200 C$  (figure 16) l'étude faite plus haut nous montre que la bande passante, en l'absence des capacités  $C_A$  et  $C_B$ , est égale à

$$\frac{1}{200} f_{sA}$$

En présence des capacités  $C_A$  et  $C_B$  cette bande passante est diminuée ;

pour fixer les idées, si l'on suppose  $C_A = C_B$  la bande passante est, à peu près :

$$\frac{1}{200} \left[ \frac{C_1}{C_1 + C_A} \right] \cdot f_{sA}$$

La forme de la bande passante obtenue est représentée sur la figure 25.

Les filtres à quartz peuvent être utilisés pour l'obtention des bandes étroites nécessaires par exemple dans les liaisons multiplex pour « sélectionner » un porteur de quelques

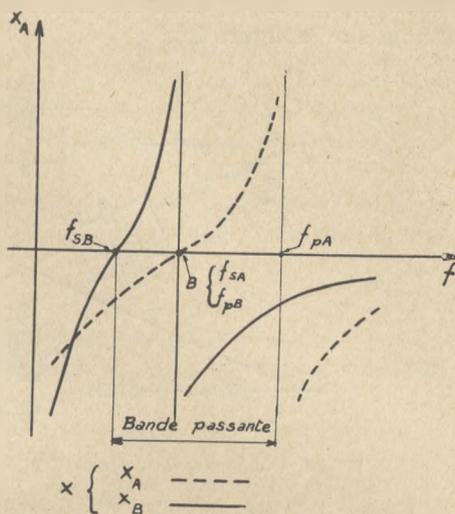


FIG. 24.

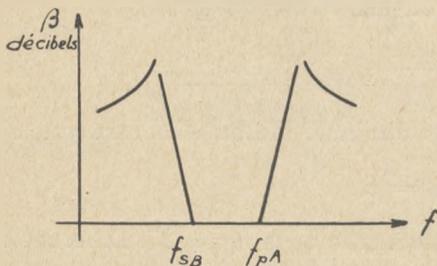


FIG. 25.

centaines de kilocycles. Il arrive parfois au contraire que l'on veuille avoir des bandes passantes ayant une largeur relativement grande, égale par exemple à 15 % de la fréquence moyenne. On ajoute alors des selfs comme sur la figure 26.

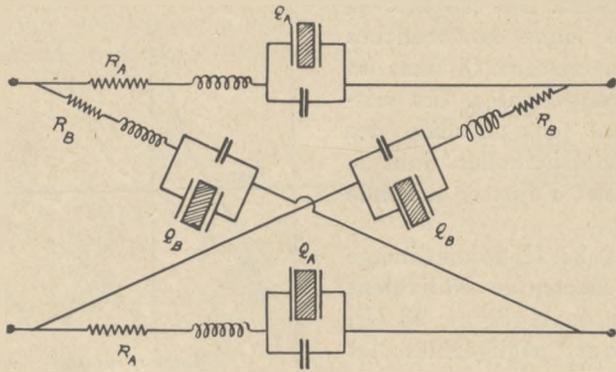


FIG. 26.

Mais ces selfs apportent leurs résistances relativement importantes, les frontières des filtres deviennent moins raides et l'avantage qu'il y a

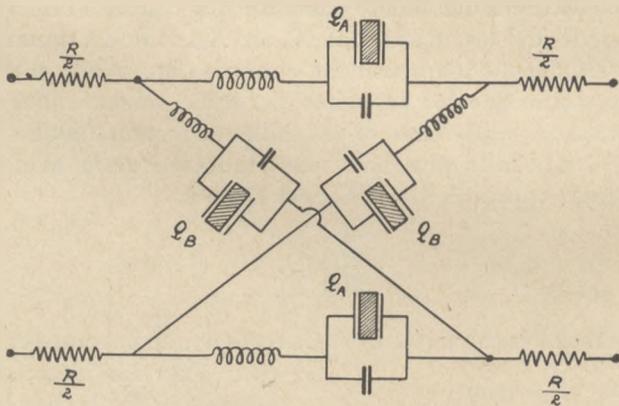


FIG. 27.

à utiliser des filtres à quartz est très diminué. Mason a montré que, si

$$R_A = R_B = R,$$

la cellule de la figure 26 est équivalente à celle de la figure 27. Dans cette dernière les résistances  $\frac{R}{2}$  se trouvent reportées hors de la cellule en treillis proprement dite ; elles n'influent plus sur la sélectivité mais apportent simplement un affaiblissement.

**REMARQUE.** — Par la taille, les cristaux  $Q_A$  et  $Q_B$  sont identiques, on les différencie électriquement par la façon dont leurs faces sont recouvertes d'une légère couche d'aluminium.

4° - Nous venons de voir l'importance du quartz dans les télécommunications. D'une part dans les montages oscillateurs radioélectriques de grande stabilité, d'autre part dans les filtres utilisés sur les liaisons à courants porteurs ou multiplex à grand nombre de voies (câble coaxial, câble hertzien).

Avant de donner une nomenclature rapide des autres applications du quartz nous allons donner à son sujet quelques renseignements pratiques :

a) Les lames de quartz utilisées sur les oscillateurs ont des épaisseurs qui varient de 0,15 à 12,5 mm ; elles ont en général la forme d'un carré ou sont légèrement rectangulaires. Le côté du carré varie de 3 à 50 mm avec comme valeur moyenne 12,5 mm.

Pour les lames utilisées dans les filtres indiquons deux groupes de dimensions normales :  $9,5 \times 3,17 \times 1,58$  mm et  $76 \times 12,6 \times 3,17$  mm.

b) Des précautions spéciales doivent être prises dans le montage des éléments de quartz.

Dans le montage « d'espace » la plaque repose sur une électrode, l'autre n'étant pas au contact du cristal.

On peut aussi réaliser la fixation du cristal par dispositif portant sur des points nodaux ou sur des lignes nodales de vibration. La possibilité de réaliser une fixation a rendu le quartz utilisable sur des engins mobiles.

Il faut enfin signaler la possibilité de métalliser (pratiquement argenture très mince) les grandes faces du cristal ; les connexions établies par fil peuvent servir de montage pour les cristaux. Ce système a l'inconvénient de provoquer un

échauffement plus grand des cristaux en fonctionnement que les systèmes à pression.

A titre d'exemple la figure 28 (I) montre une lame de quartz, taille AT ou BT, fixée par les coins, par les quatre bossages présentés par chacune des deux électrodes métalliques.

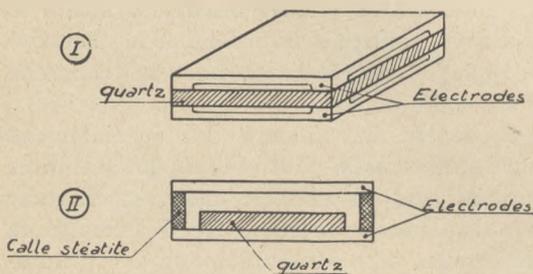


FIG. 28.

Si l'épaisseur de la lame de quartz est supérieure à  $1/20$  de ses grandes dimensions il vaut mieux, comme sur la figure 28 (II), laisser le cristal libre entre les deux électrodes.

c) Les cristaux de précision sont enfermés dans une enveloppe

à l'intérieur de laquelle on a fait le vide. Pour les cristaux moins précis (applications militaires), on les enferme dans des enceintes étanches qui interdisent l'entrée de vapeur d'eau. Des gouttelettes déposées sur le cristal en fausseraient en effet le fonctionnement.

*d)* Au début, la fabrication des cristaux était en quelque sorte artisanale ; elle nécessitait l'intervention de spécialistes « ayant le  $\mu$  au bout des doigts ».

Les besoins croissants, en particulier ceux de la guerre (10 000 000 d'émetteurs réalisés aux États-Unis en 1943), ont conduit à mettre sur pied des fabrications de série.

### 5.235. — Applications diverses du quartz.

Parmi les applications diverses du quartz piézoélectrique citons :

- a)* ultra-sons et détection sous-marine (Langevin-1917),
- b)* transformateurs électroacoustiques : microphones, pick-ups,
- c)* mesure précise des fréquences : application à l'horloge piézoélectrique (variation de fréquence journalière inférieure à  $10^{-8}$ ).

### 5.24. — Stabilité et procédés de stabilisation.

La stabilité des émetteurs est imposée par la nécessité d'affecter à chaque liaison, dans l'échelle des fréquences un canal aussi étroit que possible sans qu'il en résulte de gêne pour les liaisons établies dans les canaux voisins. De ce point de vue il est d'abord nécessaire que l'émetteur considéré soit « calé » aussi exactement que possible sur la fréquence qui lui est assignée ; il faut ensuite qu'en cours de fonctionnement la fréquence de fonctionnement « dérive » peu de part ou d'autre de sa valeur moyenne.

Dans certains équipements mobiles de l'armée ou de l'aviation la stabilité de l'émetteur, et aussi du récepteur, est imposée par la nécessité de ne pas avoir à effectuer de réglage à la réception pour la recherche du correspondant.

Dans la première partie de ce chapitre nous avons spécialement étudié les propriétés du quartz grâce auquel on peut obtenir des stabilités particulièrement élevées. Le quartz est en effet le maître-oscillateur idéal pour piloter (avec ou sans multiplication de fréquence) des émetteurs tels que ceux utilisés dans le service fixe (radiotéléphonie et radiotélégraphie) et dans les stations de radiodiffusion.

Mais, pour d'autres applications, le pilotage par quartz a l'inconvénient de ne pas permettre dans d'assez larges limites le réglage de la fréquence de fonctionnement ; les seules variations de fréquence que l'on puisse réaliser avec le quartz sont en effet celles qui résultent de la variation de la température d'équilibre de l'enceinte thermostatique à l'intérieur de laquelle peut être placé le cristal.

D'autre part, pour les postes mobiles à canaux multiples, qui entrent dans la constitution de réseaux, l'utilisation d'un quartz sur chaque canal conduit à une consommation très grande d'un matériau dont les réserves ne sont pas inépuisables.

Finalement, il est bon, pour préciser les idées, de passer en revue les différents procédés qui permettent d'obtenir la stabilité.

#### 5.241. — Maître-oscillateur à circuit résonnant self-capacité.

Ces oscillateurs permettent de couvrir de façon continue une certaine gamme de fréquences ; mais si l'on veut une bonne précision de repérage des fréquences il faut diviser la gamme en sous-gammes et apporter grand soin à l'étalonnage des cadrans de lecture.

Les causes d'instabilité de fréquence sont la variation de température, les actions mécaniques, l'influence des tubes, l'humidité, les variations de la tension d'alimentation.

Des procédés de compensation permettent de corriger l'effet de la température et de faire passer par exemple le coefficient de variation de fréquence correspondant de  $50 \cdot 10^{-6}$  par degré centigrade à  $10 \cdot 10^{-6}$ . Ces procédés peuvent consister à choisir convenablement les éléments constitutifs du C. O., en particulier le diélectrique de remplissage des condensateurs ; la compensation peut également être demandée à des éléments réactifs extérieurs au C. O. On peut aussi enfermer le résonateur dans une enceinte thermostatique.

Les pilotes constitués par un ensemble self-capacité donnant une bonne stabilité, par exemple  $10^{-5}$  par degré, sont surtout réalisables pour des longueurs d'ondes comprises entre 100 mètres et quelques centaines de mètres. Pour les longueurs d'onde plus longues on ne peut plus utiliser des selfs en fil nu bobinés sur des supports céramiques, d'où perte de stabilité. Pour les longueurs d'onde plus courtes, la capacité du C. O. diminuant, la capacité interne de la lampe prend une influence plus grande et devient plus gênante par ses variations ; de ce point de vue remarquons que les C.O. à self réglable et à capacité fixe ont l'avantage de conserver à cette capacité une valeur relativement grande par rapport à la capacité interne de la lampe. Pour descendre au-dessous de la longueur d'onde de 100 mètres on peut, dans certaines limites (jusqu'à  $\lambda = 20$  mètres par exemple), opérer par multiplication de fréquence.

#### 5.242. — Résonateurs à lignes ou à volumes.

Les résonateurs constitués par des tronçons de ligne peuvent être utilisés comme éléments stabilisateurs, car ils ont des coefficients de qualité Q élevés, de l'ordre de quelques milliers. Ils sont utilisés dans la gamme des ondes métriques ; ils ne peuvent guère être utilisés pour des longueurs d'onde plus longues pour des raisons d'encombrement ;

pour les longueurs d'onde plus courtes leur qualité baisse ; en effet, en même temps que leurs dimensions diminuent comme la longueur d'onde  $\lambda$ , le coefficient  $Q$  diminue comme  $\sqrt{\lambda}$ .

Les résonateurs de volume sont utilisés pour les fréquences radioélectriques les plus élevées (décimétriques et centimétriques). Il leur correspond, à vide, des coefficients  $Q$  très élevés, de l'ordre de quelques milliers ou de quelques dizaines de milliers.

Les résonateurs à lignes et à volumes sont principalement sensibles à l'influence de la température et aux actions mécaniques.

### 5.243. — Résonateurs à quartz.

L'étude faite dans la première partie de ce chapitre montre que le quartz est équivalent à un circuit ayant un coefficient de qualité très élevé ; pour certaines coupes la fréquence fournie est, dans des limites qui ont été précisées ci-dessus, presque indépendante de la température. Compte tenu de ses petites dimensions, il est de plus facile de mettre le quartz dans une enceinte thermostatique. Dans les cas les plus favorables et dans les dispositifs les mieux étudiés on peut ainsi obtenir des stabilités comprises entre  $10^{-7}$  et  $10^{-8}$ .

Pratiquement on peut envisager sous deux aspects l'utilisation du quartz comme élément stabilisateur.

a) Pour les postes fixes et puissants n'ayant qu'une fréquence ou qu'un petit nombre de fréquences de fonctionnement (émetteurs de radiotéléphonie ou de radiotélégraphie du service fixe, émetteurs de radiodiffusion...), chacune de ces fréquences est fournie par un maître-oscillateur à quartz. Ce maître-oscillateur ne fournit qu'une puissance très faible ; on le fait suivre d'étages séparateurs, puis d'étages amplificateurs dont le dernier est l'étage de puissance de la chaîne d'amplification haute-fréquence de l'émetteur. Pour éviter d'avoir des quartz trop minces (donc fragiles) et aussi pour répartir l'amplification sur des fréquences différentes (et éviter ainsi des risques de réaction), on utilise souvent des quartz qui donnent une fréquence sous-multiple de la fréquence de fonctionnement de l'émetteur ; entre le maître-oscillateur et l'étage de puissance il est donc nécessaire dans ces conditions d'avoir des étages multiplicateurs de fréquences (en général étages doubleurs ou tripleurs).

La figure 29 donne l'image d'un étage piloté par quartz placé entre grille et cathode. Ce quartz et le circuit de charge de plaque sont l'un et l'autre placés dans un thermostat. Il s'agit ici de l'étage maître-oscillateur d'un émetteur de radiodiffusion Thomson-Houston fonctionnant sur ondes décimétriques (station d'Allouis).

La figure 30 donne l'image d'un étage oscillateur destiné à une baie S.F.R. de synchronisation de radiodiffusion pour laquelle des stabili-

tés dépassant  $10^{-7}$  sont recherchées. On a ici un montage Colpitts (par. 5.1233) dans lequel, pour une fréquence de fonctionnement de 100 kc/s, le quartz est équivalent à une self de 5 mh pour une capacité de 430  $\mu\text{f}$ . La taille utilisée est la taille GT qui comporte pour la fixation un point nodal en surface ; le cristal a la forme d'une plaque rectangulaire de  $30 \times 25 \times 1,5$  mm dont les grandes faces sont

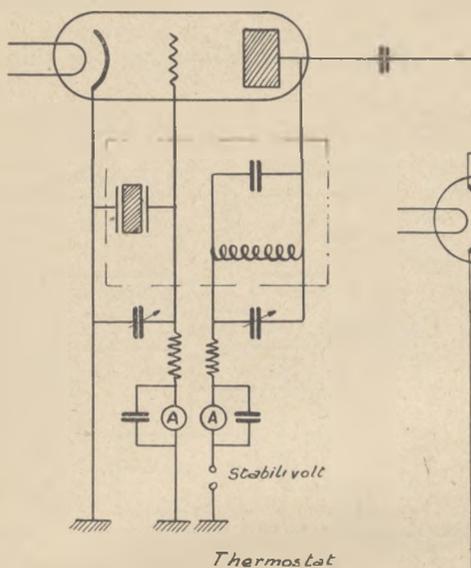


FIG. 29.

recouvertes d'une pellicule d'or ; les connexions soudées arrivent aux points nodaux. Le quartz est placé dans une enceinte thermostatique qui, en deux étages, permet de régulariser la température à  $2 \cdot 10^{-2}$  degré près.

L'oscillateur est suivi d'un étage séparateur apériodique, étage amplificateur à résistance. Des étages multiplicateurs permettent d'obtenir la fréquence finale comprise entre 500 et 1500 kc/s.

On remarquera, sur la figure 30, comme sur la figure 29, que la tension plaque de la lampe de l'oscillateur à quartz est fournie par une source indépendante et stabilisée.

b) Pour des postes reproduits à grand nombre d'exemplaires dont chacun doit avoir un grand nombre de fréquences de fonctionnement, il convient d'éviter autant que possible l'emploi d'un quartz pilote pour chaque canal de chaque poste, ce qui conduirait à une grande consommation de ce matériau.

Des méthodes ont été mises au point qui permettent d'obtenir des fréquences multiples dont la stabilité est cependant assurée dans de bonnes limites par utilisation d'un nombre réduit de cristaux.

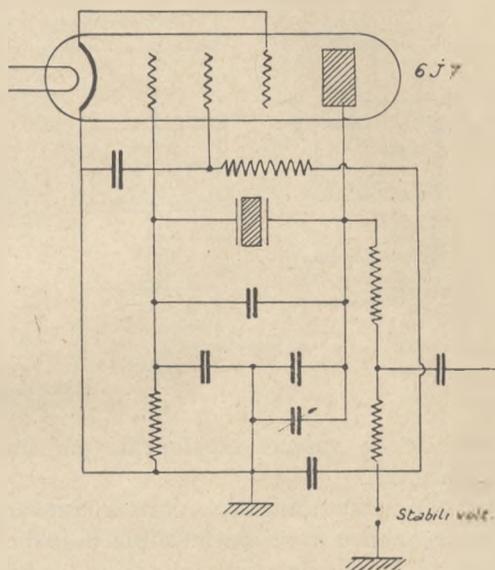


FIG. 30.

Pour fixer les idées nous donnons ci-après (d'après Electronics-mars 1948) un exemple de réalisation dans lequel 11 cristaux sont utilisés pour stabiliser 120 voies. Il s'agit en fait du dispositif qui donne la fréquence locale d'un récepteur superhétérodyne ; le problème de la stabilisation par des systèmes à voies multiples se pose d'ailleurs de la même façon à la réception et à l'émission.

La fréquence  $f_0$  qu'il s'agit précisément de stabiliser sur une suite

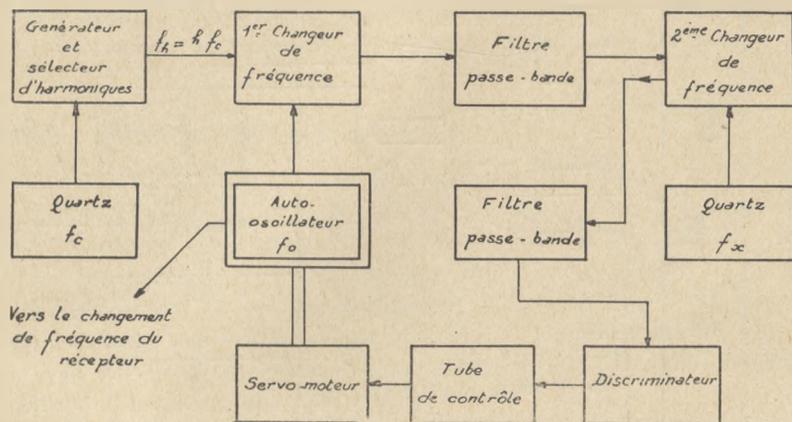


FIG. 31.

discrète de valeurs est fournie par un auto-oscillateur à circuit L.C. (figure 31).

Pour la stabilisation, cette fréquence bat dans un premier changement de fréquence avec un multiple  $h.f_c$  de la fréquence  $f_c$ , fourni par un quartz. Un filtre passe-bande sélectionne la fréquence  $(f_0 - f_h)$  qui bat dans un deuxième changement de fréquence avec la fréquence  $f_x$  donnée par un deuxième quartz. Un filtre passe-bande isole la fréquence  $(f_0 - f_h - f_x)$  qui est envoyée vers un discriminateur à circuits couplés tel que celui décrit, à la partie Réception, dans le chapitre sur la modulation de fréquence, et dont la fréquence propre est  $f_d$ .

La tension continue délivrée par ce discriminateur est nulle si  $\pm f_d = f_0 - f_h - f_x$ . Dans ces conditions le moteur de la servo-commande qui entraîne le condensateur du circuit de l'auto-oscillateur reste immobile.

Si maintenant  $f_0$  varie,  $f_h$  et  $f_x$  restant constants, l'égalité du paragraphe précédent n'est plus satisfaite, le discriminateur fournit une tension continue utilisée pour mettre en route le moteur d'entraînement du condensateur de façon à redonner à l'auto-oscillateur la fréquence de fonctionnement  $f_0$  satisfaisant à l'égalité.

La figure 32 donne l'image d'un dispositif de régulation par servomoteur dans un montage plus simple que celui considéré ci-dessus, dans lequel on a simplement  $f_0 - f_h = \pm f_d$ ,  $f_h$  étant la fréquence fournie par un oscillateur local à quartz et  $f_d$  la fréquence propre du discriminateur.

Dans la pratique, pour éviter que le servo-moteur soit en permanence en mouvement, les petites variations de  $f_0$  sont corrigées par un tube à réactance commandé par la tension continue fournie par le discriminateur. Le servo-moteur n'intervient que pour les variations trop grandes pour être corrigées par la lampe à réactance.

$f_d$  étant petit devant  $f_h$  et  $f_x$ , la relation  $f_0 = f_h + f_x \pm f_d$  montre que la stabilité de  $f_0$ , dans la mesure où la servo-commande est efficace,

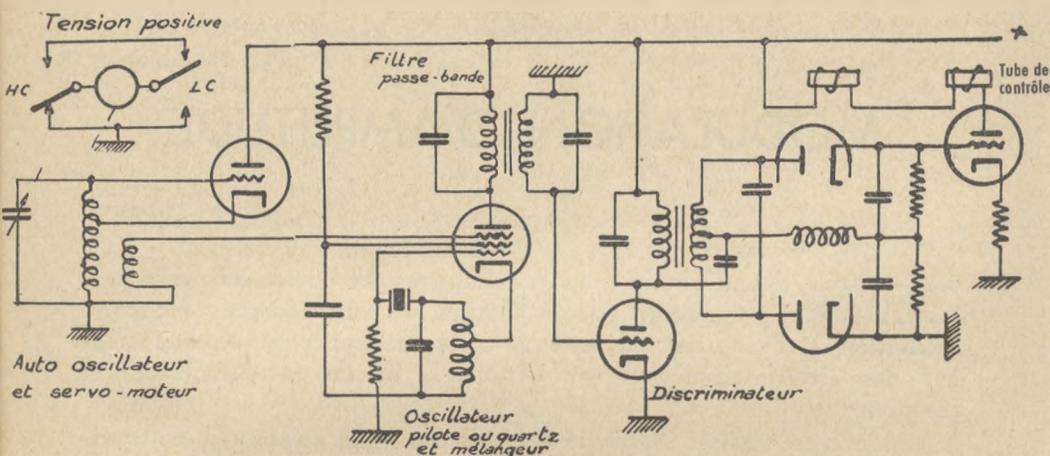


FIG. 32.

est, en première approximation, celle de  $(f_h + f_x)$ , les fréquences  $f_h$  et  $f_x$  étant pilotées par quartz. La stabilité pratiquement atteinte pour chaque fréquence  $f_0$  est de  $10^{-4}$ .

Si  $H$  est le nombre d'harmoniques utilisables du premier quartz,  $X$  le nombre de quartz pouvant agir sur le deuxième changement de fréquence,  $D$  le nombre de discriminateurs, le nombre des fréquences possibles de fonctionnement est  $2H.X.D$  (le coefficient 2 provient de la présence de  $\pm$  devant  $f_d$  dans l'égalité ci-dessus).

Dans l'appareil Bendix MN85 :  $H = 7$ ,  $X = 10$ ,  $D = 2$ . On pourrait ainsi définir 280 voies ; mais, en fait, on n'en utilise que 120, espacées de 200 kc/s, dans l'intervalle 108 à 132 mégacycles.

**REMARQUE.** — D'autres dispositifs que celui décrit ci-dessus à titre d'exemple permettent de limiter le nombre des quartz stabilisateurs ; citons ainsi le « stabilidyne » auquel il est fait allusion, dans la partie Réception et aussi un dispositif Bronzavia.

## CHAPITRE III

# MODULATION D'AMPLITUDE

**5.3.** — Nous avons étudié dans les chapitres précédents les moyens de fabriquer dans l'émetteur une oscillation de haute-fréquence ; cette oscillation envoyée dans une antenne donne naissance par rayonnement à l'onde électro-magnétique qui établit la liaison entre émetteur et récepteur.

Mais cette onde n'est que le véhicule du signal qu'il s'agit de transporter ; en réalité, sous l'effet du signal, on fait, à l'émission, varier l'un des éléments caractéristiques de l'onde porteuse (son amplitude, ou sa fréquence) qui est ainsi modulée ; cette variation, dont nous supposons qu'elle se conserve fidèlement en cours de trajet, est utilisée dans le récepteur pour reconstituer le signal par démodulation.

Nous étudierons dans ce chapitre les procédés de modulation dans lesquels on agit sur l'amplitude de l'onde porteuse. Nous désignerons par MA la modulation sur l'amplitude.

Dans le chapitre suivant nous étudierons la modulation de fréquence [MF], avec sa variante qu'est la modulation de phase (M $\Phi$ ).

Nous parlerons enfin des procédés de modulation par impulsions (MI).

Indiquons cependant, dès à présent, quels sont les défauts dont peut être entachée une modulation.

Quel que soit le système de modulation employé l'émetteur utilisé ne doit pas apporter de distorsion c'est-à-dire de déformation exagérée du signal. Deux types de distorsion doivent être considérés :

1° - On dit qu'il y a distorsion *non linéaire* ou distorsion d'amplitude dans un organe de transmission, si la courbe tension de sortie en fonction de tension d'entrée n'est pas une droite. Si le signal d'entrée est sinusoïdal, le signal de sortie ne l'est pas ; il comporte un fondamental d'amplitude  $a_1$  et des harmoniques de rang 2, 3, ...  $n$ , d'amplitudes res-

pectives.  $a_2, a_3, \dots, a_n$ . On définit le défaut correspondant par le taux de distorsion (ou klirrfactor) d'expression :

$$\frac{\sqrt{a_2^2 + a_3^2 + \dots + a_n^2}}{a_1}$$

Pour les émetteurs de qualité (radiodiffusion) le taux de distorsion ne doit pas dépasser 2 %.

2° - On dit qu'il y a une distorsion linéaire (ou distorsion de fréquence) quand le rapport de la tension de sortie  $\mathcal{V}_2$  à la tension d'entrée  $\mathcal{V}_1$

$$\frac{\mathcal{V}_2}{\mathcal{V}_1} = A(\omega) \cdot e^{j\theta(\omega)}$$

dépend de la fréquence, dans son module et dans sa phase.

Pour le plus grand nombre des systèmes utilisés on constate que  $A(\omega)$  diminue aux deux extrémités de la bande à transmettre ( $\omega_1 - \omega_2$ ). De son côté l'angle  $\theta$  diminue quand la fréquence augmente. Les courbes (I) et (II) de la figure 1 expriment ces résultats.

Pour certaines utilisations (radio-téléphonie commerciale, radiodiffusion) seules ont de

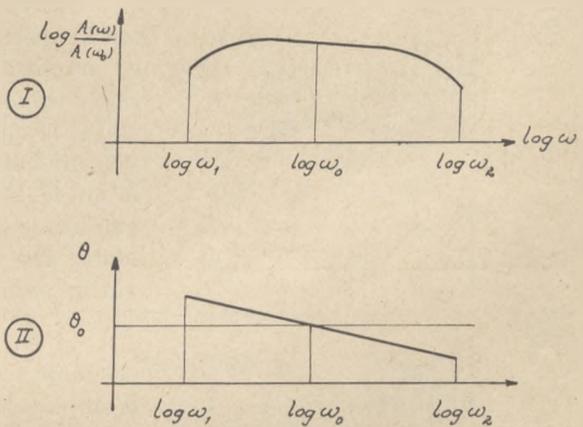


FIG. 1.

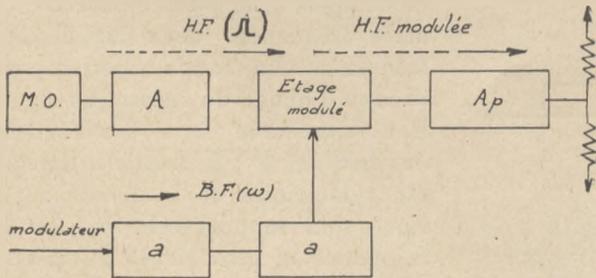


FIG. 2.

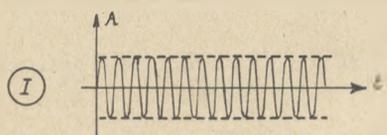
venir des amplificateurs B.F., de l'étage H.F. qui est modulé, des amplificateurs H.F. d'une onde déjà modulée.

l'importance les variations de  $A(\omega)$ . Mais en télévision il convient de limiter les variations de  $\theta$ .

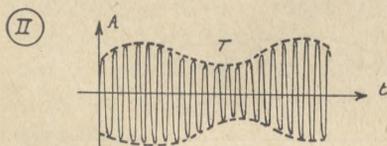
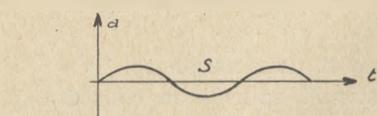
Le schéma d'un émetteur modulé étant représenté sur la figure 2, la distorsion peut provenir

### 5.31. — Modulation d'amplitude. Propriétés.

a) Dans la modulation d'amplitude le signal agit sur l'amplitude porteuse. La figure 3 (I) représente une onde porteuse haute-fréquence



non modulée ; la figure 3 (II) représente en T une onde modulée par le signal sinusoïdal de basse-fréquence S ; la figure 3 (III) représente une onde T modulée par le signal quelconque S. La figure 3 (IV) représente une onde haute-fréquence modulée « par tout ou rien » ; on dit plutôt qu'elle est manipulée par le signal télégraphique S.



On remarque que dans tous les cas l'enveloppe d'un signal modulé en amplitude reproduit l'image du signal modulant. Dans les cas II et III la modulation fait progressivement varier l'amplitude de l'oscillation H. F. ; dans le cas IV, cette amplitude ne prend que deux valeurs, une valeur non nulle et une valeur nulle.

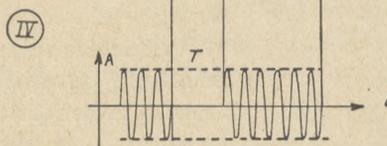
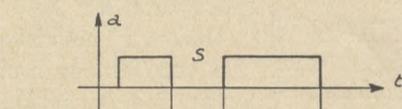
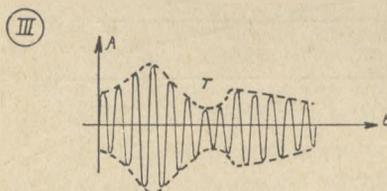
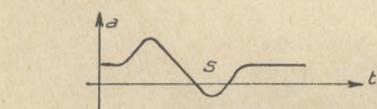


FIG. 3.

b) On a vu dans le chapitre V du tome I que, dans la modulation d'amplitude, le spectre de la haute-fréquence modulée est centré sur la fréquence porteuse  $F$  (pulsation  $\Omega$ ) et comporte, de part et d'autre de cette fréquence, deux bandes de fréquences. La bande supérieure reproduit l'image du spectre du signal B. F. translatée de  $F$  sur l'échelle des fréquences ; la bande inférieure est symétrique de la bande supérieure par rapport à  $F$ . Si  $f$  est la fréquence la plus élevée du spectre du signal, le spectre haute-fréquence va de  $(F - f)$  à  $(F + f)$  (figure 4).

Pour préciser certaines notions nous allons supposer maintenant que le signal modulant est *sinusoïdal*.

Le signal H. F. ainsi modulé a pour expression, en supposant qu'il s'agisse d'une f.é.m. :

$$e = E(1 + k \cos \omega t) \sin \Omega t,$$

$k$  étant le taux de modulation généralement exprimé en %,  $\omega$  étant la pulsation de modulation et  $\Omega$  la pulsation de l'onde porteuse.

En l'absence de modulation, la puissance mise en jeu par la porteuse dans une résistance  $R$  est :

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

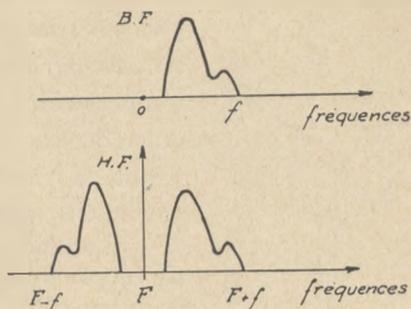


FIG. 4.

En cours de modulation, l'amplitude instantanée est  $E(1 + k \cos \omega t)$  et la puissance mise en jeu, variable tout le long du cycle de modulation est :

$$W'_m = \frac{E^2(1 + k \cos \omega t)^2}{2R}$$

En crête de modulation à 100 %,  $k = 1$ , et  $W'_m = 4W_p$ .

En valeur moyenne, pour un intervalle de temps comprenant un grand nombre de cycles de modulation, la puissance est égale à :

$$W_m = \frac{E^2}{2R} \left( 1 + \frac{k^2}{2} \right)$$

Ainsi, quand on passe du régime porteur au régime modulé la puissance moyenne mise en jeu est multipliée par le facteur  $\left( 1 + \frac{k^2}{2} \right)$  qui prend la valeur 1,5 pour une modulation complète à 100 %.

En régime modulé, la puissance  $\frac{E^2}{2R}$  est la puissance porteuse, la puissance  $\frac{E^2}{2R} \cdot \frac{k^2}{2}$  se partage par parties égales entre les fréquences latérales, haute et basse.

c) L'égalité

$$e = E(1 + k \cos \omega t) \sin \Omega t,$$

ou

$$e = E \sin \Omega t + E \cdot \frac{k}{2} \cdot \sin (\Omega + \omega)t + E \cdot \frac{k}{2} \cdot \sin (\Omega - \omega)t$$

montre que l'onde modulée peut être décomposée en une fréquence porteuse ( $\Omega$ ) d'amplitude  $E$  et deux fréquences latérales ( $\Omega + \omega$ ) et ( $\Omega - \omega$ ) d'amplitude  $E \cdot \frac{k}{2}$ .

La figure 5 donne la représentation vectorielle de l'onde modulée  $E(1 + k \cos \omega t) \sin \Omega t$ . La porteuse est représentée par  $\overline{OA}$ ; les deux fréquences latérales sont représentées par  $\overline{AM_1}$  et  $\overline{AM_2}$  dont la résultante  $\overline{AB}$  est toujours dans le prolongement de  $\overline{OA}$ . L'onde modulée a une amplitude  $\overline{OB}$ ; cette amplitude  $\overline{OB}$  prend la valeur  $\overline{OB_1}$  en pointe de modulation, la valeur  $\overline{OB_2}$  en creux de modulation.

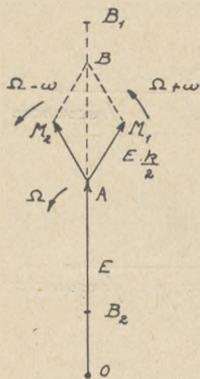


FIG. 5.

Si on fait agir la f.é.m. modulée  $E(1 + k \cos \omega t) \sin \Omega t$  sur un circuit résonnant (R,L,C) de constante de temps  $\tau$  (coefficient de qualité Q), le courant obtenu est modulé et a pour expression :

$$i = \frac{E}{R} \left[ 1 + \frac{k}{\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}} \cos(\omega t - \varphi) \right] \sin \Omega t.$$

On voit que, quand on passe de la f.é.m.  $e$  à l'intensité  $i$ , le taux de modulation (comme les amplitudes des fréquences latérales) est divisé par  $\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2} = \sqrt{1 + (2Q\Delta)^2}$  (avec  $\Delta = \frac{\omega}{\Omega}$ ) (Tome I : paragraphe 1.38).

La modulation de  $i$  est en retard de  $\varphi$  sur la modulation de  $e$ .

Si l'on traçait en effet le diagramme vectoriel de  $i$  comme on a tracé sur la figure 5 celui de  $e$ , il faudrait retarder le vecteur  $OM_1$  d'un angle  $\varphi$  tel que  $\varphi \neq \text{tg } \varphi = \tau \cdot \omega = 2Q\Delta$  et avancer le vecteur  $OM_2$  du même angle  $\varphi$ .

**REMARQUE.** — Si la modulation est constituée par la somme de deux basses-fréquences correspondant aux pulsations  $\omega_1$  et  $\omega_2$  on a

$$e = E[1 + k_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + k_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2)] \sin \Omega t.$$

Dans le spectre de fréquences, autour de la fréquence porteuse ( $E, \Omega$ ) on trouve des fréquences latérales inférieures  $\left[ E \cdot \frac{k_1}{2}, (\Omega - \omega_1) \text{ et } E \cdot \frac{k_2}{2}, (\Omega - \omega_2) \right]$  et des fréquences latérales supérieures  $\left[ E \cdot \frac{k_1}{2}, (\Omega + \omega_1) \text{ et } E \cdot \frac{k_2}{2}, (\Omega + \omega_2) \right]$ .

La représentation vectorielle est constituée par un vecteur porteur supposé fixe et par des vecteurs tournants avec les vitesses angulaires respectives  $-\omega_1, -\omega_2, +\omega_1, +\omega_2$ .

Ceci est susceptible de généralisation quand le nombre des basses-fréquences augmente. A la limite on a le spectre continu correspondant à une bande de fréquences.

d) Pour que la modulation ne présente pas de distorsion non linéaire il faut que, sur la figure 3 (III), l'enveloppe du signal modulé reproduise exactement la forme du signal modulant.

Un oscilloscope, dans lequel la déviation horizontale est provoquée par  $A \cos \omega t$  et la déviation verticale par  $E(1 + k \cos \omega t) \sin \Omega t$ , donne alors

sur son écran une image en forme de trapèze AB A'B' (figure 6 (I)) (AA' = 0 pour un taux de modulation de 100 %).

Si l'image fournie a une forme telle que 6 (II), AB et A'B' cessant d'être des droites, on a de la distorsion non linéaire.

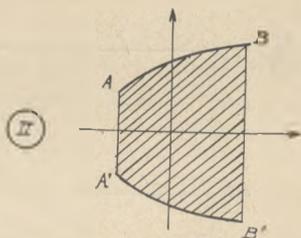
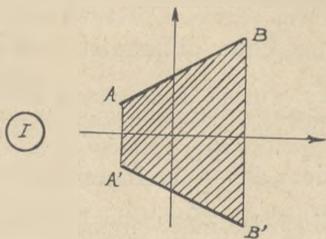


FIG. 6.

### 5.32. — Production de la modulation d'amplitude.

Nous considérons un étage amplificateur dont la charge est constituée par un circuit accordé.

Nous rappelons les formules données à propos d'un tel amplificateur dans le tome II du Cours de Radioélectricité Générale (Les Lampes Amplificatrices par P. David) :

$$R_i \cdot i_p = (\varphi_p + \mu \varphi_g) + U_0 \quad [\text{par. 4.31. form. (3)},$$

$$V_0 = V_{p_0} - \mu V_{g_0} + U_0 \quad [\text{par. 4.334. form. (67)},$$

$$R_i \cdot i_p = V_0 + (\mu V_g - V_p) \cos \Omega t \quad [ \quad \quad \quad ],$$

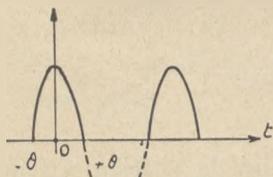


FIG. 7.

(cette dernière expression valable seulement entre  $-\theta_0$  et  $+\theta_0$  dans le cas de courants pulsants, classes A', B ou C, (figure 7).

Dans ces expressions :

- $i_p$  = valeur instantanée de courant plaque,
- $\varphi_p$  = valeur instantanée de tension plaque,
- $\varphi_g$  = valeur instantanée de tension grille,
- $V_{p_0}$  = tension continue de plaque,

- $V_{g_0}$  = tension de polarisation de grille,
- $V_g$  = amplitude de l'attaque H.F. (pulsation  $\Omega$ ) de grille,
- $V_p$  = amplitude de la tension fondamentale (pulsation  $\Omega$ ) aux bornes du circuit de charge :  $V_p = R_p \cdot I_p$ ,
- $I_p$  = amplitude de la fondamentale (pulsation  $\Omega$ ) du courant plaque,
- $R_p$  = résistance de charge de plaque (circuit bouchon),
- $R_i$  = résistance interne de la lampe.

C'est  $V_p$  amplitude de la tension fondamentale de pulsation  $\Omega$  existant aux bornes du circuit de charge que nous voulons moduler.

Pour arriver à ce résultat les procédés classiques de modulation utilisés font varier, autour de sa valeur moyenne et suivant la loi sinu-

soïdale de basse-fréquence qui correspond au signal, la quantité  $V_0$  définie ci-dessus.

Pour différentes valeurs du rapport  $\frac{R_p}{R_i}$  pris comme paramètre, les courbes données sur les figures 2 et 3 du paragraphe 4.334 du tome II du Cours de Radioélectricité Générale permettent de déterminer les variations de  $\frac{V_p}{\mu V_g}$  en fonction de  $\frac{V_0}{\mu V_g}$ . Dans leurs parties rectilignes les courbes ainsi dessinées (figure 8) correspondent à une modulation fidèle dénuée de distorsion.

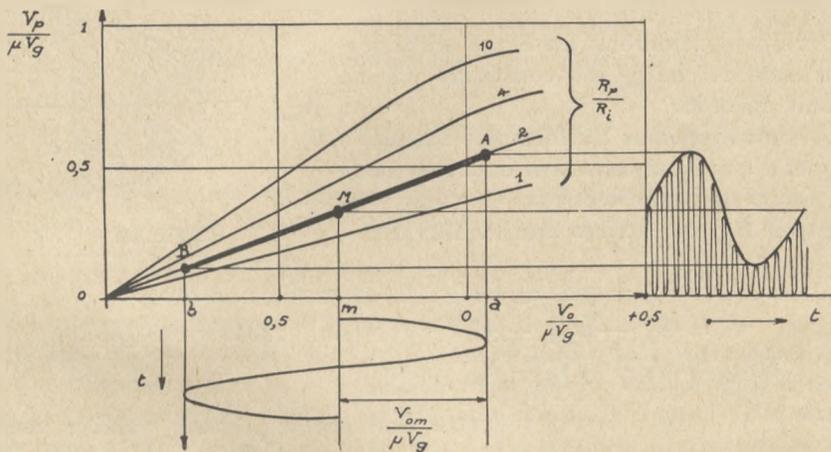


FIG. 8.

Par exemple, pour  $\frac{R_p}{R_i} = 2$  (figure 8), on utilise la portion AB de courbe :  $mM$  donne l'amplitude porteuse,  $aA$  l'amplitude de crête de modulation,  $bB$  l'amplitude de creux. La modulation correspondante est obtenue quand l'amplitude de variation sinusoïdale à basse-fréquence (pulsation  $\omega$ ) de  $V_0$  autour de sa valeur moyenne est  $V_{0,m}$ .

Nous avons rappelé ci-dessus que  $V_0$  avait pour expression :

$$V_0 = V_{g_0} - \mu V_{g_0} + U_0.$$

Nous voyons qu'il est possible de faire varier  $V_0$  à basse-fréquence en faisant varier l'un quelconque des trois éléments  $V_{p_0}$ ,  $V_{g_0}$ ,  $U_0$  ;  $V_0$  devient alors  $V_0 + V_0 \sin \omega t$ . Différents systèmes de modulation peuvent être distingués de ce point de vue :

a) Si, sous l'action du signal supposé sinusoïdal, on fait varier  $V_{p_0}$ , qui devient  $[V_{p_0}]_0 + V_{p_0} \sin \omega t$ , on a une modulation sur la plaque, ou modulation par contrôle d'anode.

b) Si l'on fait varier  $-V_g$ , qui prend, en modulation, les valeurs définies par  $-[V_g]_0 + V_{g_m} \sin \omega t$  on a une modulation sur la grille.

c) Dans le cas d'une lampe pentode, si le signal basse-fréquence est appliqué à la grille d'arrêt on fait varier  $U_0$ .

Nous allons, dans ce qui suit, étudier les principaux moyens pratiques de réaliser la modulation et indiquer les caractéristiques, avantages ou inconvénients des différents procédés. Précisons bien que, dans tous les cas, l'amplitude  $V_g$  de l'attaque H.F. de grille est en principe constante.

**5.321. — Modulation sur la plaque.**

a) Si nous appelons ici  $[V_{p_0}]_0$  la tension plaque de l'étage modulé en l'absence de modulation nous avons, en cours de modulation,

$$V_{p_0} = [V_{p_0}]_0 + V_{p_m} \sin \omega t,$$

c'est dire, qu'en régime modulé la tension plaque varie entre  $[V_{p_0}]_0 + V_{p_m}$  et  $[V_{p_0}]_0 - V_{p_m}$ .

b) Le rendement de l'étage modulé, en un point quelconque du cycle de modulation, est donné par l'expression :

$$\rho = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_p}{I_{p_0}} \cdot \frac{V_p}{V_{p_0}} = \frac{1}{2} r \cdot \frac{V_p}{V_{p_0}}.$$

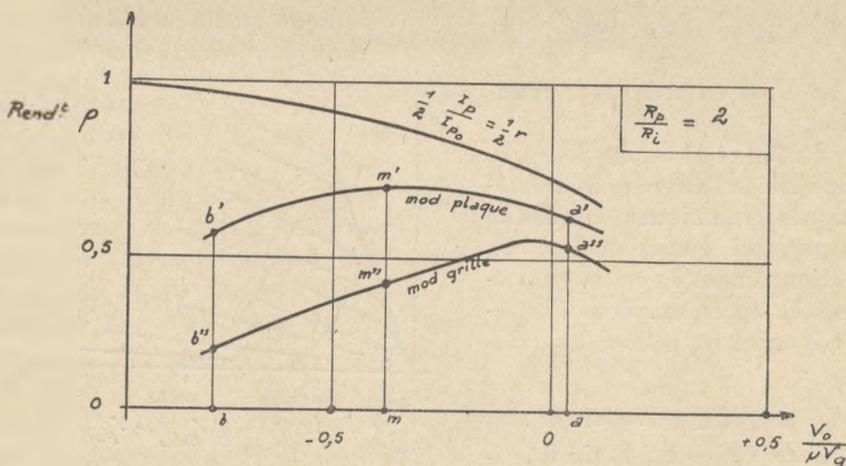


FIG. 9.

La quantité  $\frac{1}{2} r = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_p}{I_{p_0}}$  dépend de l'angle de passage  $\theta_0$  et tend vers 1 quand  $\theta_0 \rightarrow 0$  (Tome II, Rad. Gén. 4.334). On a porté sur la figure 9 les variations de  $\left(\frac{1}{2} r\right)$  en fonction de  $V_0$ .

Compte tenu du fait que, dans la modulation sur la plaque,  $V_p$  et  $V_{p_0}$  variant dans le même sens, il se trouve finalement que le rendement  $\rho$  a l'allure représentée sur la figure 9. Pour la modulation sur la plaque,  $\rho$  reste donc à peu près constant dans la partie de courbe  $a'b'$  correspondant à l'ensemble du cycle de modulation. En régime porteur le rendement a la valeur  $mm'$  (par exemple 0,7) qui est à peu près la plus grande valeur qu'il puisse avoir, compte tenu du fait que le rendement sur la porteuse a une importance particulière (car, en utilisation, les taux élevés de modulation ne sont que fugitifs et le taux moyen ne dépasse guère 20 ou 25 %). Nous venons de mettre en évidence une caractéristique importante de la modulation par contrôle d'anode.

c) Pratiquement pour  $k = 1$ , on fait  $V_{p_m} = [V_{p_0}]$ , ce qui revient à dire qu'en crête de modulation  $V_p = 2[V_{p_0}]_0$ . Le réglage de la polarisation —  $V_{g_0}$  est tel qu'en crête de modulation on fonctionne à peu près en classe B. En tout autre point du cycle de modulation on fonctionne en classe C.

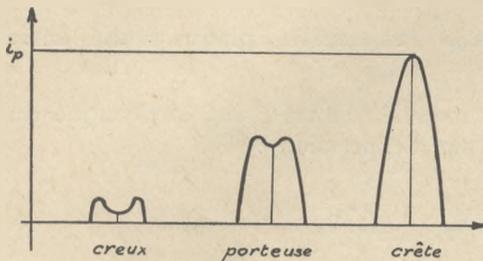


FIG. 10.

L'attaque de grille est telle que l'on fonctionne tout le long du cycle de modulation en régime surexcité. La figure 10 indique quelle forme a le courant plaque en régime porteur,

en crête et en creux de modulation.

La figure 11 donne pour une lampe triode l'allure des caractéristiques dynamiques (courbes de charge) qui correspondent au fonctionnement en crête, en porteuse et en creux. Pour l'interpréter on se rappellera les relations :

$$\begin{aligned} V_{p_0} &= (V_{p_0})_0 + V_{p_m} \sin \omega t, \\ v_p &= V_{p_0} - R_p \cdot I_p \sin \Omega t, \\ v_g &= -V_{g_0} + V_g \sin \Omega t. \end{aligned}$$

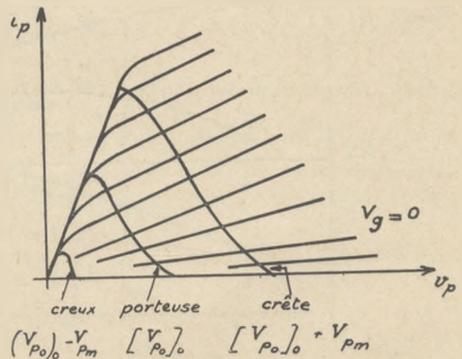


FIG. 11.

### 5.3211. — Étude du système de modulation à transformateur. (push-push).

a) Nous considérons maintenant un schéma classique permettant d'obtenir la modulation sur la plaque.

Par l'intermédiaire du transformateur de modulation T les lampes modulatrices  $M_1, M_2$ , qui travaillent en classe B (nous reviendrons la-dessus), appliquent sur les plaques de l'amplificateur haute-fréquence

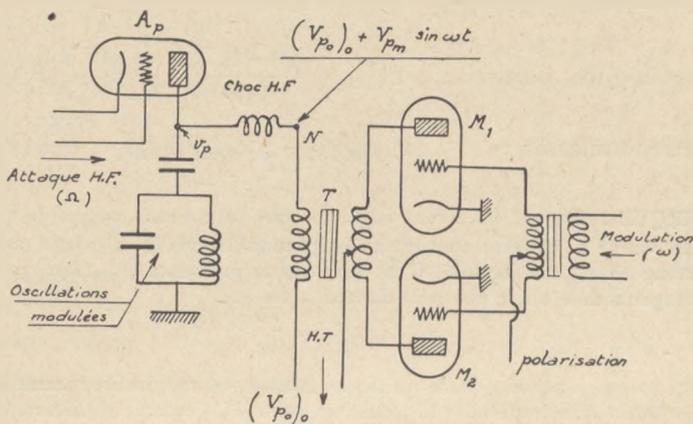


FIG. 12.

$A_p$  la tension  $V_{p_m} \sin \omega t$  qui s'ajoute ainsi à la tension  $[V_{p_0}]_o$  de la source pour donner en N (figure 12) la tension

$$V_{p_0} = [V_{p_0}]_o + V_{p_m} \sin \omega t.$$

Pour fixer les idées reportons nous au schéma de la figure 12 bis. On y voit que l'étage modulé  $A_p$  est le dernier étage amplificateur, c'est-à-dire l'étage de puissance de la chaîne d'amplification H.F. qui part du maître-oscillateur M.O. Les modulatrices  $M_1, M_2$  constituent le dernier étage d'une chaîne d'amplification B.F. qui amplifie les courants de modulation.

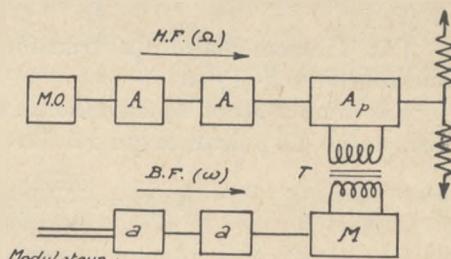


FIG. 12 bis.

b) Précisons les conditions de fonctionnement de l'étage modulé en supposant que le taux de modulation soit égal à 100 %. Nous supposons que le rendement de l'étage considéré est égal à 0,7 tout le long du cycle de modulation (voir figure 8).

Appelons  $(P_u)_p$  la puissance utile mise en jeu dans le C.O. de charge en régime porteur.

En modulation la puissance utile dans le C.O. est

$$(P_u)_m = \left(1 + \frac{k^2}{2}\right) \cdot (P_u)_p,$$

c'est-à-dire, avec  $k = 1$ ,

$$(P_u)_m = 1,5 (P_u)_p.$$

La puissance dissipée  $P_d$  dans les lampes de l'étage de puissance  $A_p$  est :

$$\text{- en régime porteur : } [P_d]_{A_p} = \frac{1 - 0,7}{0,7} (P_u)_p = \frac{0,3}{0,7} (P_u)_p.$$

$$\text{- en modulation : } [P_d]_{A_m} = \frac{0,3}{0,7} \times 1,5 (P_u)_p = \frac{0,45}{0,7} (P_u)_p.$$

**REMARQUE :** On peut souvent admettre que le courant *moyen* de plaque  $I_{p_0}$  fourni par la source de courant continu à l'étage modulé varie peu quand on passe du régime porteur au régime modulé. C'est dire que la puissance  $(P_f)_A$  fournie par cette source à l'étage modulé est, à peu près dans tous les cas,

$$(P_f)_A = I_{p_0} \cdot [V_{p_0}]_0.$$

On peut songer à prendre cette puissance facilement mesurable comme puissance de référence plutôt que de prendre la puissance utile  $(P_u)_p$  comme ci-dessus. On aurait ainsi, pour la puissance dissipée dans l'étage modulé  $A_p$  :

$$\begin{aligned} \text{- en régime porteur : } & [P_d]_{A_p} = 0,3 \cdot (P_f)_A, \\ \text{- en régime modulé : } & [P_d]_{A_m} = 0,45 \cdot (P_f)_A. \end{aligned}$$

c) Étudions les conditions de travail des lampes modulatrices.

La puissance fournie au circuit plaque des lampes modulées est  $(P_f)_A$  aussi bien en régime modulé qu'en régime porteur. La puissance mise en jeu dans ce circuit en cours de modulation ( $k = 100\%$ ) est  $1,5 \cdot (P_f)_A$ .

Par l'intermédiaire du transformateur les modulatrices doivent donc fournir  $0,5 \cdot (P_f)_A$ .

Les lampes  $M_1$  et  $M_2$  travaillent en classe B ; leur rendement est donc voisin de 0,6. La puissance qui doit être fournie aux modulatrices est :

$$[P_f]_M = \frac{0,5}{0,6} (P_f)_A \simeq 0,8 (P_f)_A.$$

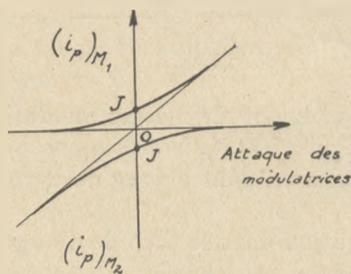


FIG. 13.

La puissance dissipée dans les modulatrices en cours de modulation est :

$$(P_{dM})_m = (1 - 0,6) \cdot 0,8 (P_f)_A \simeq 0,3 (P_f)_A.$$

(Nous négligeons ici pour simplifier, l'influence du rendement du transformateur qui est par exemple compris entre 0,9 et 0,95.)

En l'absence de modulation un courant résiduel OJ subsiste dans chacune des lampes M (figure 13). Une puissance égale par exemple, pour fixer les idées, à  $0,2 \cdot (P_f)_A$  est dans ces conditions dissipée dans ces lampes.

On remarque que la puissance dissipée dans les lampes de l'étage modulé est dans tous les cas à peu près égale à celle qui est dissipée dans les lampes modulatrices, multipliée par 1,5.

Les courbes de la figure 14 précisent les propriétés suivantes :

- figure 14 (I) : les lampes modulatrices  $M_1$  et  $M_2$  fonctionnant à peu près en classe B, le courant fourni par la source de tension plaque commune à ces deux lampes débite un courant pulsant à raison de deux pulsations par période B. F. ; les pulsations impaires correspondant à la lampe  $M_1$ , les pulsations paires à la lampe  $M_2$  ;

- figure 14 (II) : les pulsations  $M_1$  et  $M_2$  passent en sens inverse (figure 12) dans le primaire du transformateur T : aux bornes du secondaire, dans le circuit plaque de la lampe modulée, on a donc la tension  $V_{pm} \sin \omega t$  ;

- figure 14 (III) : le courant moyen  $(I_p)_A$  dans le circuit plaque de l'étage modulé  $A_p$  varie sinusoidalement en cours de modulation autour de sa valeur  $(I_{p_0})_0$  correspondant au régime porteur ;  $(I_p)_A$  a donc pour valeur moyenne  $(I_{p_0})_0$ . Nous avons dit déjà que le courant moyen fourni par la source de tension plaque de  $A_p$  a approximativement la même valeur en régime porteur et en régime modulé.

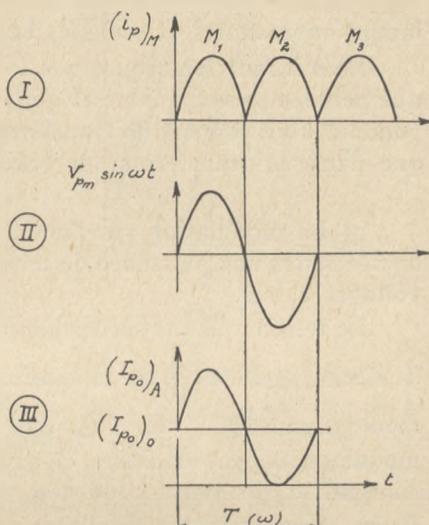


FIG. 14.

d) Dans le système de modulation push-push le transformateur de modulation T est un des éléments essentiels et sa construction doit être particulièrement soignée. Ce transformateur doit être d'une part capable de transmettre la puissance de modulation ; d'autre part, il doit présenter une courbe de transmission correcte sur l'étendue de la bande basse-fréquence à transmettre (250 à 3400 c/s pour la téléphonie, 16 à 10 000 c/s dans le cas de la radiodiffusion).

Le secondaire de ce transformateur, qui est un transformateur B.F. à fer, est fermé sur la résistance d'utilisation

$$R_u = \frac{(V_{p_0})_0}{(I_{p_0})_0}$$

(il peut y avoir lieu de tenir également compte de capacités variables avec le montage considéré).

On peut déterminer le rapport de transformation du transformateur push-push en remarquant que l'amplitude de la tension primaire est de l'ordre de  $0,8 \cdot (V_{p_0})_M$  et que l'amplitude secondaire est  $V_{p_0}$ . Pour un taux de modulation de 100 % nous avons supposé (voir (c) ci-dessus)  $V_{p_0} = [V_{p_0}]_0$ . D'autre part si la tension de plaque est la même pour les lampes modulantes et pour les lampes modulées :  $[V_{p_0}]_0 = [V_{p_0}]_M$ .

Mais il faut remarquer que le primaire est, dans chaque sens, attaqué par une prise médiane et que le nombre des spires primaires, correspondant à un rapport de transformation donné, est deux fois plus grand que dans un transformateur ordinaire.

e) La modulation sur l'anode est une modulation qui a le défaut de nécessiter une puissance de modulation élevée et de mettre en jeu des voltages élevés.

La tension plaque sur les lampes modulées, si l'on admet une tension de déchet égale à  $\frac{2}{10}$  de la tension plaque, peut atteindre (en crête de modulation à 100 %) la valeur  $3,6 (V_{p_0})_0$ . La tension plaque sur les lampes modulatrices peut atteindre, en supposant que l'amplitude de la variation sinusoïdale de basse-fréquence soit  $0,8 \cdot (V_{p_0})_M$ , la valeur  $1,8 \cdot (V_{p_0})_M$ . Nous avons déjà dit d'ailleurs, qu'en général,  $(V_{p_0})_M = (V_{p_0})_0$ .

f) La modulation sur l'anode est celle qui permet d'obtenir la modulation de meilleure qualité avec des taux de modulation élevés approchant 100 %.

La distorsion peut être faible si l'attaque de grille est convenable. On peut aussi obtenir un effet correcteur utile en plaçant sur le circuit d'attaque des grilles des lampes modulées des ensembles résistance-capacité de polarisation (grid-leak) qui produisent un effet de contre-modulation ; le courant débité par ces grilles est en effet plus grand en creux qu'en pointe de modulation.

Il existe également des émetteurs dans lesquels le courant de grille positif a été volontairement compensé par des courants de grille négatifs provenant soit d'émission électronique primaire, soit d'émission électronique secondaire. Mais ces émissions sont difficiles à contrôler et varient avec le degré d'usure de la lampe.

g) La modulation étudiée jusqu'ici dans ce paragraphe correspond à une modulation obtenue par variation de la tension plaque de lampes triodes constituant l'étage de puissance, dernier étage de l'amplificateur H. F. Ces triodes sont le plus souvent des lampes à coefficient d'amplification élevé telles que celles dont les caractéristiques sont représentées sur la figure 15.

Les lampes modulatrices qui équipent l'étage de puissance B.F.

peuvent être des tubes à faible coefficient d'amplification (figure 16). Mais on emploie aussi des tubes à coefficient d'amplification élevé

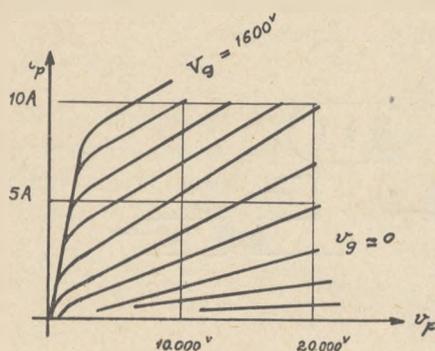


FIG. 15.

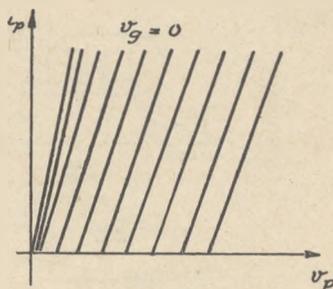


FIG. 16.

dont les caractéristiques sont peu différentes de celles de la figure 15. Dans ce dernier cas, comme cela résulte de l'emplacement des caractéristiques  $v_g = 0$ , on a sur les modulatrices des courants de grille importants ; pour avoir malgré cela de la modulation de qualité il faut employer de la contre-réaction et effectuer l'attaque de l'étage B.F. par des « cathode-followers » qui sont des sources de faible résistance interne à l'intérieur desquelles le passage d'un courant ne produit qu'une faible chute de tension.

(Nous remarquons au passage que c'est surtout le comportement de la chaîne B.F. qui a de l'influence sur la qualité de la modulation finalement obtenue.)

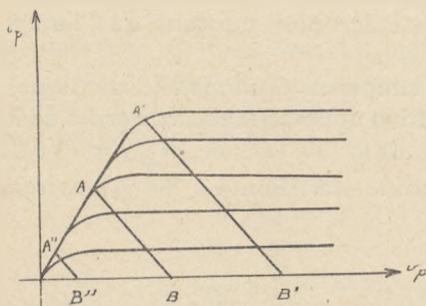


FIG. 17.

Il y a des cas, en particulier pour les émetteurs peu puissants, où les lampes modulées sur la plaque sont des lampes pentodes. Les droites de charge en régime porteur, en crête, et en creux occupent alors respectivement les positions AB, A'B', A''B'' de la figure 17.

Il arrive que la modulation soit simultanément appliquée sur la plaque et sur la grille écran.

### 5.3212. — Système de modulation Heising.

Dans les systèmes employés au début, pour réaliser la modulation sur l'anode, au lieu d'employer un transformateur de modulation T (figure 12) on plaçait sur la partie commune du circuit plaque de l'amplificateur de puissance modulée  $A_p$  et de l'étage modulateur M une self

S qui jouait en fait le rôle d'un auto-transformateur. Cette self était une self à fer de grande valeur (ordre de grandeur : le henry ou quelques henrys), capable de jouer le rôle de self de choc par rapport à la basse-fréquence de modulation (pulsation  $\omega$ ). (figure 18).

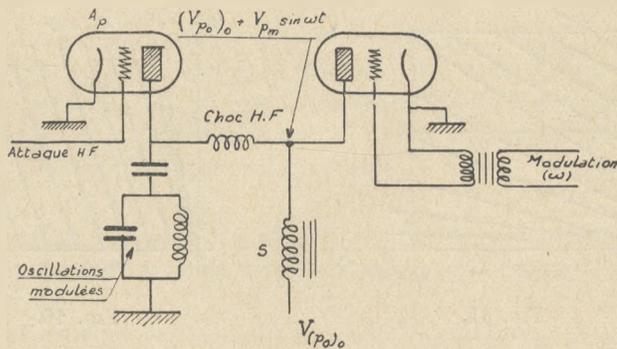


FIG. 18.

Ce système de modulation était connu sous le nom de procédé « Heising », ou aussi de procédé de modulation « à courant constant » car la self S s'opposait en effet aux variations du courant total de plaque ( $A_p$  et M) ayant tendance à se produire, à basse-fréquence, en cours de modulation.

Le système Heising présentait l'inconvénient que les lampes modulatrices travaillaient obligatoirement en classe A, c'est-à-dire dans des conditions de mauvais rendement. En l'absence de modulation la dissipation dans ces lampes modulatrices était importante. Finalement, l'étage modulateur M devait être un étage plus puissant que l'étage modulé  $A_p$ .

(Par exemple 3 lampes M, pour 2 lampes  $A_p$  d'un modèle identique).

D'autre part l'amplitude de la tension apparaissant aux bornes de la self ne pouvait dépasser  $0,8 (V_p)_M$ . Dans le cas où  $(V_p)_0 = (V_p)_M$ , le taux de modulation maximum possible était limité à 80 % environ.

### 5.322. — Modulation sur la grille.

a) Il s'agit d'une modulation effectuée sur la grille de l'étage final de la chaîne d'amplification haute-fréquence.

Cet étage a une polarisation fixe  $(-V_{g_0})_0$  et est soumis à l'attaque haute-fréquence d'amplitude constante  $V_g \sin \Omega t$ .

En modulation, une tension basse-fréquence  $V_{g_m} \sin \omega t$  est introduite par transformateur dans le circuit grille (figure 19). La polarisation grille devient ainsi :

$$-V_{g_0} = (-V_{g_0})_0 + V_{g_m} \sin \omega t$$

et varie en cours de modulation entre les valeurs extrêmes

$$(-V_{g_0})_0 + V_{g_m}$$

et

$$(-V_{g_0})_0 - V_{g_m}$$

b) Le rendement d'un étage modulé sur la grille est relativement faible.

Dans l'expression :

$$\rho = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_p}{I_{p_0}} \cdot \frac{V_p}{V_{p_0}} = \frac{1}{2} r \cdot \frac{V_p}{V_{p_0}},$$

le rapport  $\frac{V_p}{V_{p_0}}$  varie comme

$V_p$ , à l'inverse de ce qui a lieu pour la modulation sur l'anode dans laquelle  $V_p$  et  $V_{p_0}$  varient en même temps et dans le même sens en cours de modulation.

Il en résulte (voir figure 9) que le rendement en régime porteur est inférieur au rendement en crête et a, par exemple, pour fixer les idées, une valeur de 0,35.

En régime porteur la puissance utile étant  $(P_u)_p$ , la puissance  $P_f$  fournie à l'étage modulé est

$$P_f = \frac{(P_u)_p}{0,35} \simeq 2,8(P_u)_p;$$

la puissance dissipée dans les lampes est  $1,8 (P_u)_p$ .

Pour un taux de modulation de crête de 80 % (la modulation sur la grille ne permet pas d'obtenir pratiquement des taux aussi élevés que la modulation sur la plaque) la puissance utile est

$$(P_u)_{pm} = (P_u)_p \cdot \left(1 + \frac{k^2}{2}\right) = 1,3(P_u)_p.$$

D'après la figure 9 le rendement augmente avec l'indice de modulation (car l'influence de la valeur du rendement en crête sur la valeur du rendement moyen est plus grande que celle du rendement en creux) ; pour  $k = 0,8$  le rendement est par exemple égal à 0,45. La puissance fournie en modulation est donc

$$(P_f)_m = \frac{1,3 \cdot (P_u)_p}{0,45} \simeq 2,8(P_u)_p;$$

la puissance dissipée dans la lampe est  $1,5 (P_u)_p$ .

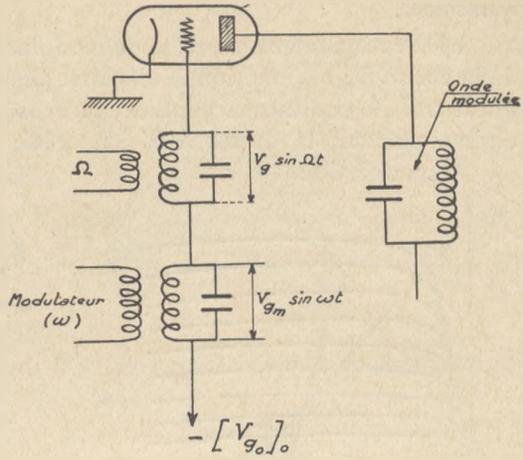


FIG. 19.

On voit que la puissance fournie à la lampe ne varie pour ainsi dire pas avec le taux de modulation. On dit parfois que *l'on module sur le rendement*.

c) Pratiquement, en crête de modulation, on fonctionne au voisinage de la classe B ; on fonctionne en classe C partout ailleurs. Sur la figure 20 qui a trait à une lampe pentode, la droite de charge AB correspond au régime porteur, la droite A'B' à la crête, la droite A''B'' au creux de modulation.

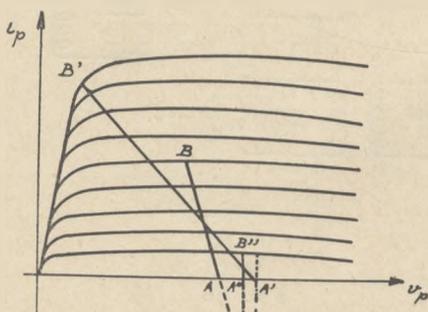


FIG. 20.

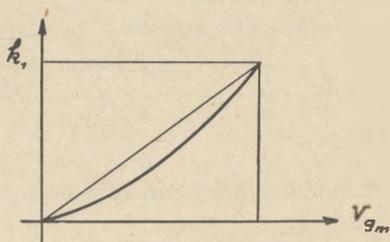


FIG. 21.

d) Le système de modulation sur la grille est facile à réaliser ; il ne nécessite qu'une très faible puissance de modulation. Mais il présente peu de fidélité (la courbe de modulation a l'allure donnée sur la figure 21) ; il ne permet pas des taux de modulation très

élevés. Quand on dispose de pentodes on trouve en général avantage à moduler sur la grille d'arrêt et non sur la grille de commande. On utilise cependant la modulation sur la grille en télévision, car on se soucie peu alors de la linéarité ; mais on doit satisfaire à des conditions particulières telles que celles de la bande passante.

### 5.323. — Modulation sur la grille d'arrêt des pentodes.

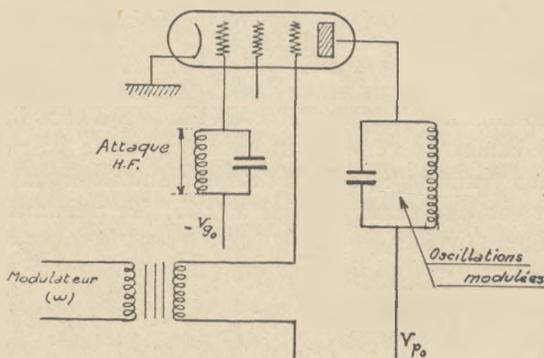


FIG. 22.

Nous avons dit au paragraphe précédent que l'on a intérêt, si l'on a une lampe pentode, à faire agir la modulation sur la grille d'arrêt et non plus sur la grille de commande (figure 22) ; la puissance de modulation est plus faible, la modulation en général plus fidèle et les réglages plus stables.

Le rendement est faible, comme dans le cas de la modulation sur grille de commande et le taux de modulation maximum limité pratiquement à 80 %.

Quand la tension de grille d'arrêt varie les caractéristiques  $i_p = f(v_p)$  se déforment. Sur la figure 23 les courbes en trait plein correspondent à la crête de modulation, les courbes en tirets correspondent à la porteuse. Les droites de charge correspondantes sont respectivement A'B' et AB.

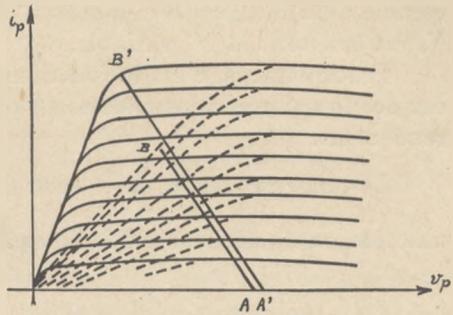


FIG. 23.

Le fonctionnement qui fait intervenir des caractéristiques non linéaires est difficile à étudier théoriquement.

Pratiquement, l'attaque de la grille d'arrêt conduit à annuler la polarisation en creux de modulation.

Rappelons qu'agir sur la grille d'arrêt revient à faire varier  $U_0$  dans l'expression de  $V_0$  donnée en 5.32.

### 5.33. — Amplification de la haute-fréquence modulée.

Dans les systèmes de modulation étudiés ci-dessus nous avons supposé que l'attaque haute-fréquence de la grille de commande avait une *amplitude constante*, ce qui était à peu près vrai, en première approximation.

La modulation était dans tous les cas appliquée sur l'étage de puissance et c'est la raison pour laquelle il convenait d'étudier dans chaque cas le problème du rendement de l'étage modulé.

Mais on peut concevoir que la modulation soit appliquée sur un étage qui ne soit pas le dernier de la chaîne H.F.. L'étage de puissance dont la grille est attaquée par un signal H.F. déjà modulé joue exclusivement le rôle d'amplificateur ; c'est le fonctionnement de cet étage que nous nous proposons d'étudier maintenant.

L'étage de puissance fonctionne à  $V_p$  et  $-V_{g_0}$  constants, mais l'amplitude de l'attaque de grille varie ; cette amplitude est, par exemple, de la forme

$$V_g(1 + k \cos \omega t) \sin \Omega t.$$

En classes A et B le fonctionnement de l'amplificateur de puissance est fidèle dans la mesure où les caractéristiques des lampes sont linéaires. En classe C le fonctionnement ne serait plus linéaire car l'angle de passage  $\theta_0$  varierait tout le long du cycle de modulation.

Ici encore, en se rapportant aux courbes 2 et 3 du paragraphe 4.334 du tome II, on pourrait tracer des courbes définissant le fonction-

nement du système. Mais au lieu de porter  $V_0/\mu V_g$  sur l'axe des abscisses comme dans la figure 8 ci-dessus il convient de porter  $\mu V_g/V_0$ , puisqu'ici  $V_0$  est constant et  $V_g$  variable.

Pratiquement, c'est le fonctionnement en classe B que l'on choisit, car des fonctionnements fidèles (A et B) c'est celui qui donne le meilleur rendement.

Le rendement  $\rho = \frac{1}{2} r \frac{V_p}{V_{p_0}}$  est cependant peu élevé, car en admettant une tension de déchet de  $0,2 \cdot V_{p_0}$ , on a

$$\text{- en crête : } \frac{V_p}{V_{p_0}} = 0,8,$$

$$\text{- en régime porteur : } \frac{V_p}{V_{p_0}} = 0,4,$$

ce qui en classe B, avec  $\frac{1}{2} r = \frac{\pi}{4}$ , donne :

$$\text{- } \rho \text{ (crête)} = 63 \%,$$

$$\text{- } \rho \text{ (porteuse)} = 31 \%.$$

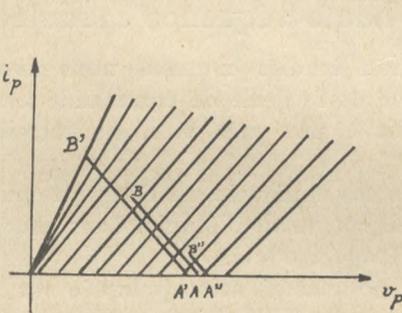


FIG. 24.

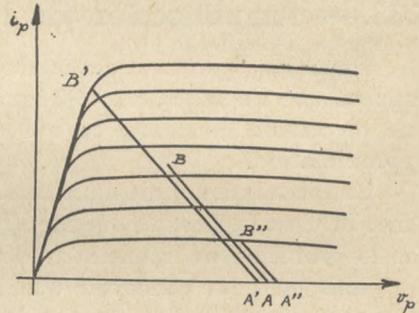


FIG. 25.

La figure 24 correspond à l'utilisation d'une triode, la figure 25 à l'utilisation d'une pentode.

Finalement, en modulation on a un rendement moyen de l'ordre de 40 ou 45 %.

L'amplification de la haute-fréquence modulée peut être affectée de distorsion non linéaire par l'utilisation de parties courbes des caractéristiques ou par la présence de courants de grille ; la distorsion linéaire peut être produite, soit par les amplificateurs B.F., soit par l'étage ou les étages amplifiant la H.F. modulée.

L'amplification de la H.F. modulée a été employée pour des émetteurs de puissance moyenne, malgré son faible rendement et malgré l'instabilité de réglage qu'elle comporte, avant qu'on utilise la modulation

sur l'anode avec transformateur de modulation. Aujourd'hui l'amplification de H.F. modulée est employée dans les systèmes à bande latérale unique.

**REMARQUES.** — 1° - Dans l'étude ci-dessus de la modulation nous avons tantôt parlé de triodes modulées, tantôt de pentodes modulées. Pratiquement les pentodes ne sont guère utilisées que pour des puissances H. F. de pointe, inférieures à 1 KW ; dans le cas des pentodes la modulation sur grille d'arrêt est le plus souvent limitée à une puissance de l'ordre de 250 watts.

2° - Actuellement les systèmes de modulation les plus utilisés sont :

- pour les puissances faibles, la modulation sur la grille d'arrêt d'une lampe pentode,
- pour des puissances moyennes, la modulation sur l'anode et sur la grille écran d'une pentode,
- dans une gamme de puissance très étendue, montant jusqu'à 120 kilowatts, la modulation sur l'anode d'une pentode et d'une triode, ce dernier type de lampe étant seul utilisé au-dessus de 1 kilowatt.

### 5.35. — Systèmes spéciaux de modulation à rendement amélioré.

En modulation, les pointes extrêmes de modulation sont rarement atteintes ; pratiquement les taux de modulation moyens n'excèdent guère 20 %. Il est donc essentiel que le rendement *en régime porteur* soit bon ; de ce point de vue les systèmes de modulation classiques jusqu'ici étudiés présentent les caractéristiques suivantes :

- Quand on module sur la grille de l'étage final la tension de déchet ( $\frac{2}{10}$  ou  $\frac{1,5}{10}$  de la tension continue de plaque) n'est atteinte qu'en crête de modulation. En porteuse le rapport  $\frac{V_p}{V_{p_0}}$  est de l'ordre de 0,4 et le rendement égal, pour fixer les idées, à 0,35, donc faible.

- Quand on module sur un étage qui n'est pas le dernier de la chaîne H.F., les étages suivants sont des amplificateurs qui fonctionnent en classe B. En particulier l'étage de puissance est un amplificateur classe B dont il convient de considérer le rendement. Ici encore la tension de déchet n'est atteinte qu'en crête de modulation et le rendement est peu supérieur à 0,30.

- Dans le cas de la modulation sur l'anode du dernier étage la tension de déchet est atteinte tout le long du cycle de modulation et le rendement de l'étage de puissance H.F. est bon, en particulier en régime porteur, et égal par exemple à 0,7 ou plus. Mais il faut ici un amplificateur B.F. de qualité comportant plusieurs étages et ayant un étage de puissance capable de fournir à travers le transformateur de modulation une puissance modulante élevée égale à la demi-puissance porteuse ;

cet étage de puissance travaillant en classe B a un rendement voisin de 0,6. Le transformateur de modulation doit pouvoir fournir de la puissance, résister à des tensions élevées et transmettre sans distorsion linéaire de larges bandes de fréquences ; c'est un organe dont la construction est délicate, d'autant plus que la puissance est plus élevée.

Tous les systèmes classiques ont donc leurs inconvénients, particulièrement sensibles quand les puissances mises en jeu sont grandes. Ce sont donc les « radiodiffuseurs » puisqu'ils utilisent les émetteurs les plus puissants, qui ont été amenés à réaliser et à étudier des procédés de modulation améliorés.

Il y a 15 ou 20 ans une solution a été cherchée dans l'utilisation de systèmes avec amplification de la H.F. modulée, les étages successifs travaillant en classe C pour améliorer le rendement. Mais une distorsion non linéaire en résultait qu'il fallait corriger à l'aide de dispositifs difficiles à régler. Le procédé n'est plus utilisé.

Actuellement la fidélité de la modulation sur l'anode avec transformateur de modulation fait que le système correspondant est le plus utilisé en radiodiffusion, jusqu'à des puissances d'émetteur de 100 ou 120 kilowatts. La modulation par contrôle d'anode est aussi utilisée dans les émetteurs radio-téléphoniques du service fixe, à modulation  $A_3$ .

Pour les puissances qui dépassent 100 kilowatts des systèmes de modulation spéciaux ont été réalisés ; nous donnerons le principe du système américain Doherty et du système français dit à déphasage. Dans ces systèmes dont l'étage de puissance amplifie une H.F. modulée on fait varier la charge sous l'effet de la modulation, de façon telle que la tension de déchet soit atteinte aussi bien en régime porteur qu'en régime de crête.

### 5.351. — Système Doherty.

Avant d'étudier, dans son principe, le fonctionnement du système Doherty, faisons deux remarques :

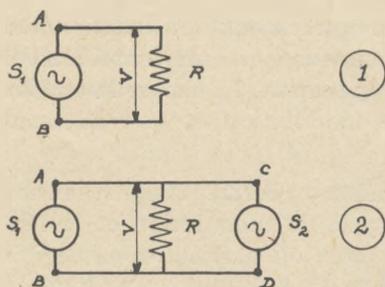


FIG. 26.

a) Considérons une source  $S_1$  qui, dans les diverses conditions de fonctionnement considérées, établit à ses bornes une tension efficace constante  $V$ . Quand cette source est branchée en AB sur une résistance  $R$  (figure 26) (1) elle fournit à celle-ci une puissance  $\frac{V^2}{R}$ .

Branchons en CD (figure 26) (2) une deuxième source qui maintienne à ses bornes la même différence de potentiel  $V$ . La puissance fournie à

R reste  $\frac{V^2}{R}$ , mais cette puissance est fournie par moitié par chacune des deux sources. C'est dire que  $S_1$  fournit maintenant  $\frac{V^2}{2R}$  et que tout se passe comme si cette source travaillait sur une résistance  $2R$ .

b) Considérons le système représenté sur la figure 27. Le système étant fermé par ses bornes AB sur une résistance d'utilisation R, son impédance d'entrée en A'B' se réduit à une résistance pure  $R_{A'B'}$  telle que  $R_{A'B'} = \frac{\rho^2}{R}$ .

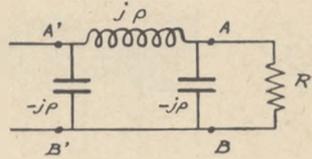


FIG. 27.

D'autre part, les tensions d'entrée et de sortie sont telles que  $\frac{V_{AB}}{V_{A'B'}} = -j\frac{R}{\rho}$ ; la tension à la sortie est en quadrature arrière avec la tension à l'entrée.

Dans le système Doherty le montage de principe est celui de la figure 28. 2 étages  $L_1$  et  $L_2$  amplificateurs de H.F. modulée travaillent

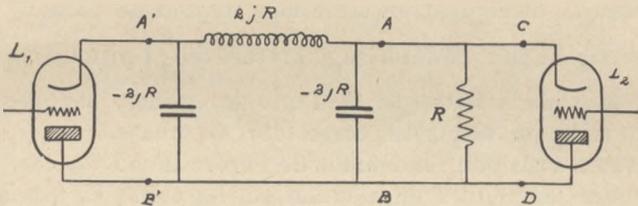


FIG. 28.

sur le C.O. de charge représenté par la résistance R, mais l'étage  $L_1$  travaille sur R par l'intermédiaire du réseau A'B'-AB. D'autre part on fait  $\rho = 2R$ .

1° - En régime porteur et pour les attaques plus faibles,  $L_2$  ne débite pas et présente en CD une résistance infiniment grande. En régime porteur  $L_1$  travaille en classe B et établit une différence de potentiel sinusoïdale de valeur efficace  $V_p$  aux bornes de la résistance  $R_{A'B'}$  qui est ici, d'après (b), égale à  $\frac{4R^2}{R} = 4R$ . La tension de déchet est alors atteinte.

La puissance fournie à la charge R est donc, en régime porteur,  $\frac{V_p^2}{4R}$ .

Remarquons que la lampe  $L_1$  est capable de suivre la modulation dans les creux, mais pour les pointes l'intervention de l'étage  $L_2$  est nécessaire (figure 29).

2° - En régime de crête ( $k = 1$ ), l'étage  $L_2$  dont les tubes fonctionnent

en classe C apporte à la charge constituée par le C.O. une puissance égale à celle que lui fournit alors  $L_1$ .

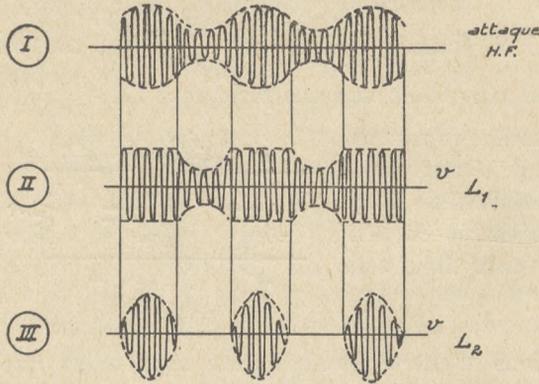


FIG. 29.

D'après (a), la résistance de charge de  $L_1$ , vue entre A et B, est  $2R$  et d'après (b) :

$$R_{A'B'} = 2R.$$

D'après (b) nous voyons qu'en crête on a également :

$$V_{AB} = V_{A'B'} = V_p.$$

La puissance fournie par  $L_1$  est donc  $\frac{V_p^2}{2R}$ . La puissance fournie par  $L_2$  qui travaille évidemment sous la tension  $V_p$  est aussi  $\frac{V_p^2}{2R}$ . La puissance fournie au C.O.,  $\frac{V_p^2}{R}$ , est bien quatre fois plus grande que la puissance en porteuse.

Les tubes  $L_2$  atteignent en crête leur tension de déchet.

Pour corriger l'effet de déphasage (retard de  $\frac{\pi}{2}$ ) produit par le réseau AB-A'B' il faut dans l'attaque de l'une des grilles, par exemple celle de  $L_1$ , introduire un dispositif correcteur de phase.

Le système a un bon rendement de l'ordre de 65 %, car, en régime porteur et pour les pointes de modulation, les tubes  $L_1$  atteignent leur tension de déchet ; d'autre part, les tubes  $L_2$ , quand ils interviennent, fonctionnent en classe C.

### 5.352. — Modulation par déphasage (Chireix).

Dans ce système, l'attaque de grille et la tension anodique de l'étage de puissance restent constantes, on fait varier, en modulation, la résistance de charge de cet étage. On arrive au résultat recherché de la façon suivante :

Deux oscillations H. F. fournies par deux chaînes différentes d'amplification sont combinées dans l'antenne. La différence de phase de ces deux oscillations de même fréquence varie de façon telle que l'amplitude de leur résultante se trouve modulée à basse fréquence. Sur la figure 30 les dessins (1), (2) et (3) correspondent respectivement à la crête, au régime porteur et au creux de modulation. La tension de déchet est atteinte tout le long du cycle de modulation. Certaines difficultés se produisent en creux de modulation, car la charge des tubes est alors purement réactive ; on a utilisé une variante, la modulation amplitude-phase (Fagot),

dans laquelle on module en amplitude dans les creux et par déphasage dans les crêtes.

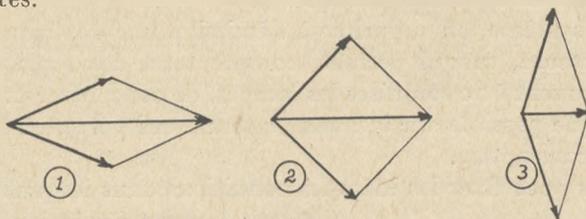


FIG. 30.

### 5.36. — Modulation à bande latérale unique.

Nous avons vu ci-dessus que dans la modulation en amplitude par une basse-fréquence sinusoïdale le signal modulé avait pour expression :

$$e = E(1 + k \cos \omega t) \sin \Omega t,$$

$$e = E \sin \Omega t + E \cdot k \cdot \cos \omega t \sin \Omega t,$$

$$e = E \sin \Omega t + E \cdot \frac{k}{2} \cdot \sin (\Omega + \omega)t + E \cdot \frac{k}{2} \cdot \sin (\Omega - \omega)t.$$

La représentation vectorielle correspondante est celle de la figure 31.

Supposons que l'on supprime la fréquence latérale inférieure, on peut alors doubler l'amplitude de la bande supérieure et il vient :

$$e = E \sin \Omega t + E \cdot k \cdot \sin [\Omega + \omega]t,$$

ou

$$e = E[(1 + k \cos \omega t) \sin \Omega t + k \sin \omega t \cos \Omega t].$$

L'amplitude  $|e| = OB$  du vecteur résultant est :

$$|e| = \sqrt{(1 + k \cos \omega t)^2 + k^2 \sin^2 \omega t} = \sqrt{1 + 2k \cos \omega t + k^2}.$$

Si  $k$  est petit, on a :

$$|e| \approx 1 + k \cos \omega t,$$

expression qui correspond à une modulation en amplitude correcte de taux de modulation  $k^{-1}$  (figure 32).

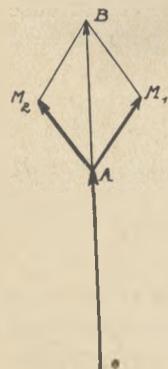


FIG. 31.

1. Mais en même temps qu'une modulation en amplitude nous avons ici une modulation de phase (voir chapitre suivant) caractérisée par un balancement du vecteur  $OB$  autour de sa position moyenne. Ce balancement est défini par l'angle  $\varphi$  tel que

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{k \sin \omega t}{1 + k \cos \omega t}$$

et, si  $k$  est petit,

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \varphi = k \sin \omega t;$$

la modulation de phase ainsi définie est fidèle mais ne gêne en rien, dans le récepteur, la détection de la modulation en amplitude qui est ici le phénomène principal.

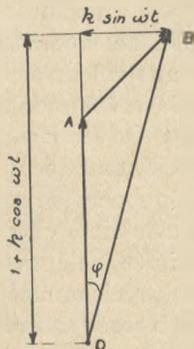


FIG. 32.

Ces remarques faites, indiquons en quoi consiste le système de modulation à bande latérale unique.

Dans ce système, on supprime à l'émission une des bandes latérales et l'onde porteuse, ce qui permet, compte tenu des tensions de crête auxquelles peuvent être soumises les lampes, de concentrer une puissance aussi élevée que possible sur la bande latérale qui porte, en fait, l'image du signal à transmettre.

Précisons pour fixer les idées les conditions dans lesquelles se répartit la puissance émise dans les différents systèmes de modulation :

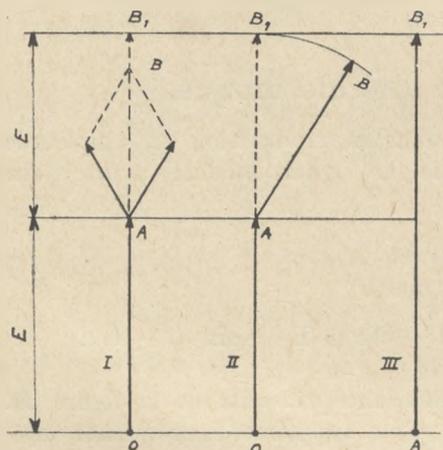


FIG. 33.

- Dans la modulation avec deux bandes latérales et pour  $k = 1$  (figure 33) (I) :

sur la porteuse :  $K \cdot E^2$ ,  
 sur chacune des bandes latérales :  $K \cdot \frac{E^2}{4}$ ,  
 sur l'ensemble des bandes latérales :  $K \cdot \frac{E^2}{2}$ .

- Dans la modulation avec bande latérale unique et porteuse non supprimée et pour  $k = 1$  (figure 33) (II) :

sur la porteuse :  $K \cdot E^2$ ,  
 sur la bande latérale :  $K \cdot E^2$ .

- Dans la modulation avec bande latérale unique et porteuse négligeable (figure 33) (III) :

sur la porteuse : 0,  
 sur la bande latérale :  $4K \cdot E^2$ .

La porteuse supprimée à l'émission doit être reconstituée à la réception de façon telle que le signal appliqué sur le détecteur corresponde à une valeur de  $k$  assez petite pour que la transmission soit fidèle, comme cela a été montré en début de paragraphe.

On peut fabriquer cette porteuse dans le récepteur à l'aide d'un oscillateur local ; mais il est indispensable, pour qu'après détection les fréquences de modulation aient leurs valeurs correctes, que la fréquence locale ait à chaque instant la valeur de la fréquence de la porteuse supprimée à l'émission, quelles que soient les instabilités de ces fréquences. La précision nécessaire est environ de 20 c/sec en téléphonie commerciale, de 5 c/sec en radiodiffusion. On peut trouver pratique de ne pas supprimer totalement la porteuse à l'émission, mais de la réduire seulement dans des proportions importantes (au 1/10 de la puissance de crête par

exemple) ; la porteuse ainsi conservée joue le rôle d'onde pilote. Séparée par filtrage à la réception de la bande de modulation, elle peut être utilisée pour fixer la fréquence de l'oscillateur local.

Quels sont les avantages de la modulation à bande latérale unique (B.L.U.) ? Ce procédé donne :

a) *Un gain en puissance* : Quand on passe de la modulation normale à deux bandes latérales à la modulation B. L. U. sans porteuse, l'amplitude signal passe de  $E$  à  $2E$  (figure 33 (I) et (III)).

La puissance signal est donc multipliée par 4.

D'autre part la division de la bande de fréquences par 2, réduit de moitié le bruit à la réception ce qui donne le bénéfice d'une multiplication par 2 de la puissance émise.

Finalement le gain en puissance par rapport à la modulation normale est  $4 \times 2 = 8$  (9 décibels).

Dans le cas des liaisons principalement gênées par un fading sélectif le gain constaté par les utilisateurs semble être supérieur à la valeur de 9 décibels qui vient d'être donnée.

b) *Un moindre encombrement* sur l'échelle des fréquences puisque la place nécessaire pour placer une bande latérale est deux fois plus petite que lorsqu'il s'agit d'en placer deux ;

c) *Une bonne défense contre les évanouissements sélectifs*, due à la présence, avant détection dans le récepteur, d'une porteuse d'amplitude grande et constante. Précisons ici que le système B.L.U. est employé pour les liaisons à grande distance qui utilisent des ondes décamétriques dont le fading sélectif a précisément tendance à limiter les possibilités.

Il arrive fréquemment, en particulier dans les installations de radio-téléphonie commerciale, que, de part et d'autre de l'onde pilote réduite, on place deux bandes latérales, dont chacune correspond à une communication différente. Deux voies téléphoniques occupent alors sur l'échelle des fréquences l'emplacement qui dans le cas de la modulation normale serait occupé par une seule voie, mais le gain sur chaque voie n'est plus que de 3 db.

Mettons aussi à l'avantage du système à bande latérale unique le fait que l'amplificateur de puissance ne consomme qu'une puissance très faible en l'absence de modulation.

Signalons enfin que l'efficacité du système à bande unique, comparé au système conservant les deux bandes de modulation, permet,

- en utilisant les mêmes tubes, de donner plus de sécurité à une liaison déterminée ;

- à même coefficient de sécurité, d'utiliser des lampes finales moins puissantes.

Pratiquement, pour obtenir le signal à transmettre dans le signal à bande unique on opère de la façon suivante :

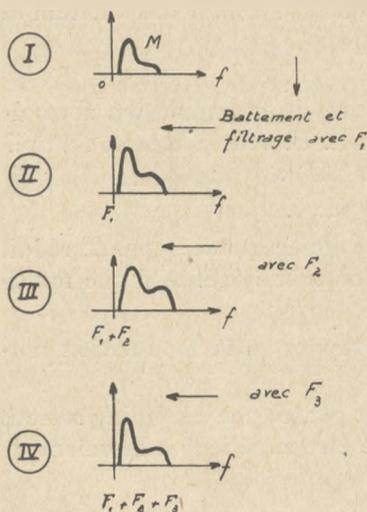


FIG. 34.

On fait battre le signal modulant  $M$  (figure 34) (I) avec une fréquence  $F_1$  ; par filtrage on obtient le signal (II) décalé de  $F_1$  dans l'échelle des fréquences. Puis on fait battre le signal successivement avec des fréquences de plus en plus élevées  $F_2$  et  $F_3$ . Finalement, après l'étape (III) on obtient en (IV) le signal transposé de  $F_1 + F_2 + F_3$ . La fréquence  $F_1 + F_2 + F_3$  est la fréquence porteuse.

Les étapes successives de modulation sont nécessaires pour permettre à la sortie de chaque modulateur de séparer la bande haute obtenue dans ce modulateur de la bande basse correspondante.

Dans un système français  $F_1 = 84$  kc/s,  $F_2 = 2520$  kc/s et les filtrages correspondants se font avec filtres à quartz. La fréquence  $F_3$  permet d'obtenir une fréquence porteuse tombant dans la gamme des ondes décamétriques ; le dernier filtrage a lieu par sélectivité du C.O. de puissance.

Des trois fréquences  $F_1$ ,  $F_2$ ,  $F_3$ , c'est  $F_3$  qui est de beaucoup la plus élevée ; c'est donc le modulateur qui fournit cette fréquence qui doit être stabilisé avec un soin particulier.

Les transpositions indiquées sont réalisées sur des étages peu puissants.

La transmission à bande latérale unique et porteuse réduite est surtout utilisée, en général avec deux voies, sur des liaisons radiotéléphoniques à grande distance fonctionnant sur ondes décamétriques. Le peu de vulnérabilité du système devant les évanouissements sélectifs est alors de première importance.

### 5.37. — La manipulation sur l'amplitude. Généralités.

On dit que l'on manipule un émetteur radiotélégraphique quand on le module à l'aide de signaux télégraphiques constitués par une succession de « repos » et de « travail ».

Cette manipulation peut avoir une action, comme la modulation,

sur l'un ou l'autre des éléments caractéristiques de l'oscillation haute-fréquence, sur son amplitude ou sur sa fréquence. Nous étudierons ci-après les systèmes dans lesquels on agit sur l'amplitude. Dans tous les systèmes utilisés on manipule par tout ou rien, c'est-à-dire que pendant les périodes  $T$  de travail (figure 35) on émet une onde d'amplitude  $A$  et que pendant les périodes  $R$  de repos cette émission est supprimée.

Une émission radiotélégraphique modulée en amplitude est caractérisée par la fréquence  $F$  de l'onde porteuse, par la puissance d'émission proportionnelle à  $A^2$  et aussi par la vitesse de manipulation.

La vitesse de manipulation est en général exprimée en bauds. On dit que la vitesse de transmission est de  $N$  bauds si la durée du signal le plus court est égale à  $\frac{1}{N}$  seconde.

Pratiquement les vitesses de manipulation manuelles sont de l'ordre de 20 bauds et les vitesses de transmission automatique sont comprises entre 50 et 200 bauds ; le téléinscripteur Hell nécessite une vitesse de 500 bauds.

Dans la pratique les signaux radioélectriques utilisés n'ont pas des frontières aussi raides que ceux de la figure 35 et cela pour les raisons suivantes :

- Les constantes de temps des circuits interviennent *naturellement* pour freiner l'établissement et la disparition des signaux.

- Si les frontières des signaux sont raides le spectre de fréquences correspondant est très étendu et il peut en résulter une gêne pour les communications voisines. On a donc intérêt, par utilisation convenable de selfs et de capacités, à arrondir *volontairement* les frontières du signal ; la diminution de la largeur du spectre qui en résulte permet à la réception d'utiliser des bandes passantes étroites, au bénéfice du rapport signal/bruit.

Pratiquement, la durée de l'ensemble des deux périodes transitoires ne doit guère dépasser les  $\frac{2}{10}$  de la durée totale du signal.

Signalons ici que les variations de débit imposées aux sources d'alimentation en cours de manipulation peuvent provoquer des oscillations dans les filtres, oscillations qui provoquent elles-mêmes des variations de l'amplitude du signal.

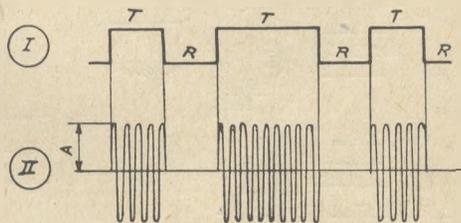


FIG. 35.

## 5.371. — Comment et où manipuler ?

La première question qui se pose quand on veut manipuler un émetteur est de savoir comment il convient de manipuler.

1<sup>o</sup> - Il convient tout d'abord de couper des courants aussi faibles que possible et de couper des courants continus plutôt que des courants de haute-fréquence. On manipule donc, en général, sur un circuit grille (grille de commande, éventuellement grille supprimeuse ou grille écran) ; pratiquement cette manipulation consiste à appliquer sur la grille correspondante, tantôt une polarisation de travail ( $-V_{g_1}_T$ ) qui permet l'émission de l'onde porteuse, tantôt une polarisation de repos ( $-V_{g_1}_R$ ), assez grande en valeur absolue pour bloquer la lampe correspondante. Dans le dispositif de manipulation représenté sur la figure 36, dans la position

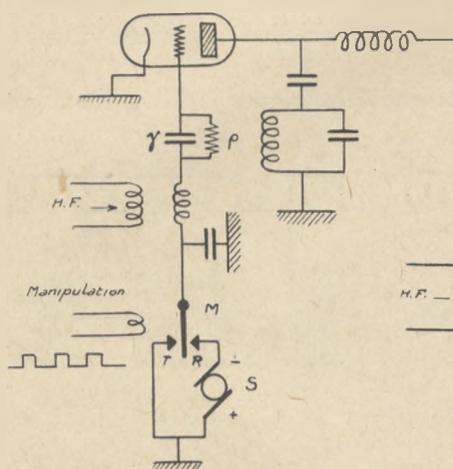


FIG. 36.

repos (R) la polarisation négative est fournie par la source S ; dans la position travail T la polarisation est celle produite par l'ensemble de polarisation automa-

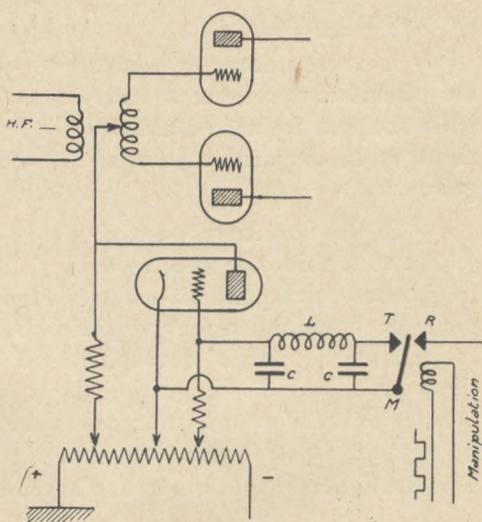


FIG. 37.

tique ( $\gamma\rho$ ) sous l'effet du passage du courant de grille. La présence d'un courant de grille peut provoquer des étincelles sur les contacts du relais de manipulation. Pour les éviter, on peut passer par l'intermédiaire d'un amplificateur à courant continu (figure 37). L'ensemble (LC) constitue une cellule de filtre passe-bas qui permet de donner aux signaux la forme désirée.

Les systèmes représentés sur les figures 36 et 37 comportent un relais de manipulation M. Le fonctionnement d'un tel relais reste correct pour des vitesses de manipulation élevées, par exemple de l'ordre de 100

bauds. Mais pour des vitesses encore plus élevées (le dispositif téléinscripteur Hell utilise des vitesses de l'ordre de 500 bauds) on utilise un dispositif purement électronique de manipulation. La manipulation est alors en général transmise à l'émetteur sous forme de tension musicale découpée qui est appliquée sur la lampe de manipulation après détection par lampe ou par cellules redresseuses. L'utilisation d'une fréquence musicale évite d'envoyer des courants continus sur les câbles et éventuellement dans les préamplificateurs ; cette fréquence musicale est pratiquement comprise entre quelques centaines et quelques milliers de cycles/seconde, la valeur utilisée devant être d'autant plus élevée que la fréquence de manipulation l'est elle-même davantage. Sur la figure 38

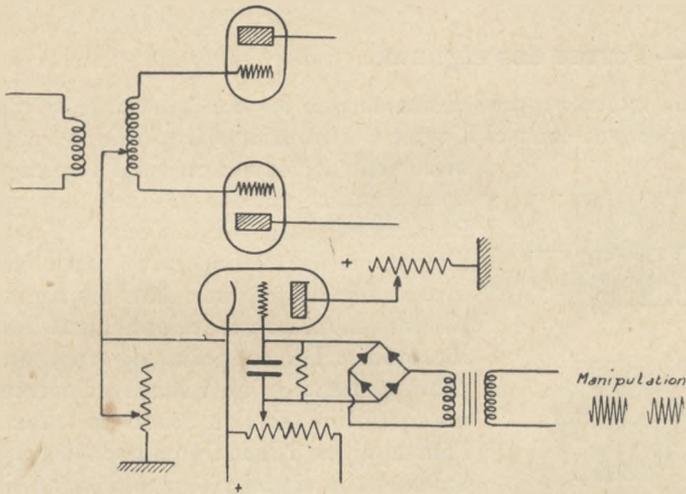


FIG. 38.

les signaux de manipulation portés par une fréquence musicale sont détectés par un pont redresseur à cellules et le courant ainsi détecté agit sur une lampe de manipulation.

2° - Lorsque, et c'est le cas général, l'émetteur comporte plusieurs étages haute-fréquence, le choix de l'étage manipulé doit être déterminé par les considérations suivantes.

Mieux vaut que la manipulation ne soit pas effectuée trop près du maître-oscillateur car les transitoires de tous les étages suivant l'étage manipulé interviennent pour déformer les signaux. Il faut de ce point de vue manipuler d'autant plus près de l'étage de puissance que la vitesse de manipulation est plus élevée. D'autre part la manipulation pourrait avoir une action sur le maître-oscillateur, mais la variation de fréquence, à cause des constantes de temps, n'est pas instantanée au passage travail-repos ou repos-travail, et la fréquence « travail » varie en cours

de signal ; une gêne en résulte à la réception si l'on met en jeu des battements, et, à l'oreille, on entend une note « parlée ».

Il ne faut pas manipuler trop près de l'étage de puissance. D'une part, il vaut mieux éviter d'avoir à couper des courants importants. D'autre part, le neutrodynage des gros étages n'est pas parfait et un résidu de signal risque de passer pendant le repos. Ce résidu serait particulièrement gênant dans le fonctionnement en duplex, quand le récepteur est au voisinage de l'émetteur.

Pour fixer les idées, dans les postes puissants on manipule souvent sur le premier étage amplificateur qui suit les étages multiplicateurs.

Disons aussi que dans certains émetteurs on manipule sur plusieurs étages successifs.

### 5.372. — Forme des signaux.

Nous avons rappelé ci-dessus que les constantes de temps des circuits empêchent ceux-ci d'avoir des frontières trop raides ; mais l'arrondissement des extrémités a l'avantage, comme nous l'avons vu dans l'étude des spectres de fréquences (Rad. Gén. Tome I), de diminuer l'encombrement du spectre ; aussi cherche-t-on à arrondir les signaux dans les limites compatibles avec un bon fonctionnement des appareils récepteurs. De ce point de vue, on constate pratiquement qu'un relais suit correctement la manipulation si l'on assure la transmission de l'harmonique 3 de la fréquence télégraphique. Finalement le signal télégraphique au lieu d'avoir la forme (I) de la figure 39 aura la forme (II).

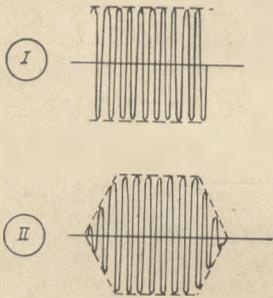


FIG. 39.

**REMARQUE.** — Pour les liaisons à grande distance la manipulation sur l'amplitude cède le pas, de plus en plus, à la manipulation sur la fréquence (« carrier shift ») qui sera étudiée dans le chapitre suivant. Le gain apporté par ce dernier procédé de manipulation a été chiffré à 10 décibels ; son emploi a rendu possible sur les liaisons à grand trafic l'emploi de dispositifs téléimprimeurs.

## CHAPITRE IV

# MODULATION DE FRÉQUENCE

5.4. — Dans les chapitres précédents nous avons fait l'étude des dispositifs qui permettent d'agir sur l'amplitude d'une oscillation haute-fréquence pour assurer le transport d'un signal, qu'il s'agisse d'un signal télégraphique ou d'un signal téléphonique.

Nous allons, dans ce chapitre IV, parler de la modulation de fréquence, dans laquelle on agit non plus sur l'amplitude mais sur la fréquence instantanée de l'onde haute-fréquence.

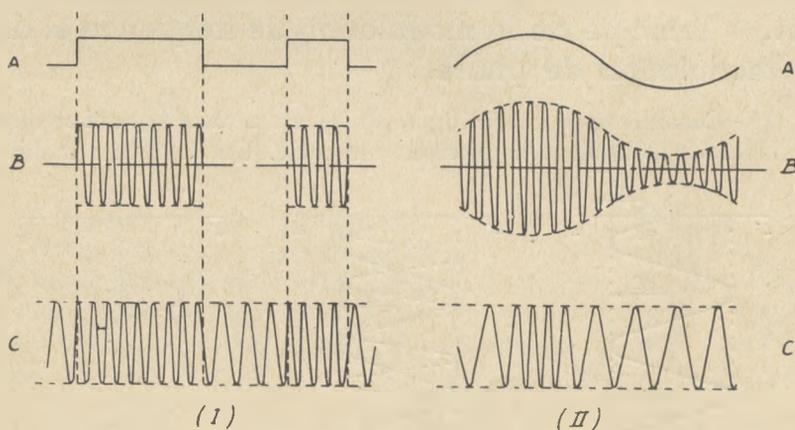


FIG. 1.

Pour fixer les idées, les courbes (I) B et C de la figure 1 montrent les signaux radiotélégraphiques correspondant aux signaux télégraphiques A, dans le cas où l'on agit sur l'amplitude (B) et dans le cas où on agit sur la fréquence (C).

Les courbes (II) B et C correspondent respectivement à une modulation sur l'amplitude et à une modulation sur la fréquence correspondant au signal modulant de basse-fréquence A.

**Historique.** — Déjà en 1912, dans l'arc de Poulsen, l'impossibilité où l'on se trouvait pour manipuler de couper le courant de l'arc, qui ne se serait pas rallumé, avait conduit à utiliser une fréquence  $f_1$  pour le travail et une fréquence  $f_2$  différente pour le repos.

Des études systématiques faites plus tard vers 1920 montrèrent que, de façon générale, les émissions en modulation de fréquence ont un spectre, qui, pratiquement, n'est jamais moins large et qui est souvent beaucoup plus encombrant que celui correspondant à la modulation d'amplitude. Il ne parut donc pas que puisse être envisagée l'utilisation de la modulation de fréquence à une époque où, il faut le rappeler, la technique n'en était même pas arrivée au maniement des ondes décamétriques et où la bande totale de fréquence disponible, comptée en kilocycles, n'offrait, quant au nombre de communications, que des possibilités réduites qu'il n'était pas question d'amoindrir. Ce n'est que plus tard, en 1936, que l'ingénieur Armstrong montra les avantages que la modulation de fréquence présente par rapport à la modulation d'amplitude pour la défense contre les parasites, avantages qui malgré l'élargissement de la bande transmise la rendent recommandable pour certaines utilisations, mais seulement dans les bandes de fréquences relativement élevées dont la technique a permis progressivement l'utilisation. Tout ceci sera précisé dans la suite.

### 5.41. — Principe de la modulation de fréquence et de la modulation de phase.

1° - Considérons d'abord (figure 2) (I) un mobile  $M_1$  qui se déplace sur la droite  $L'L$  d'un mouvement uniforme. Un deuxième mobile  $M_2$

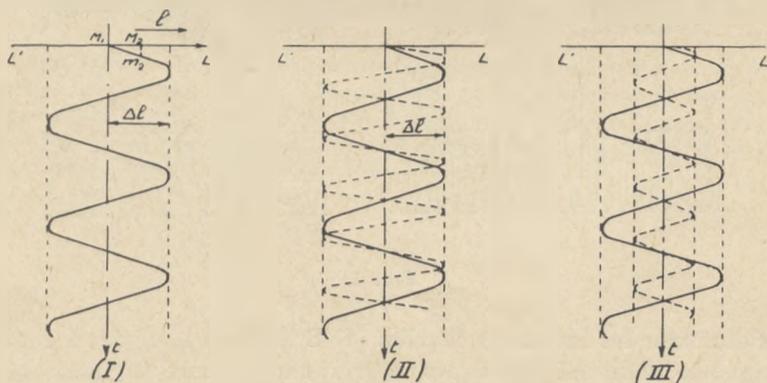


FIG. 2.

avance sur la droite dans le même sens  $L'L$ , mais tantôt il est en retard et tantôt il est en avance par rapport à  $M_1$ . Nous supposons que les déplacements de  $M_2$  par rapport à  $M_1$  sont sinusoïdaux en fonction du temps.

Pour un observateur entraîné par  $M_1$ , les déplacements de  $M_2$  sont ceux qui, sur la figure 2 (I), sont rapportés aux axes  $M_1L$  et  $M_1t$ . Appelons, pour l'un et l'autre mobile  $M_1$  et  $M_2$ ,  $l$  les espaces parcourus et  $v$  les vitesses instantanées.

Nous appelons  $p$  la pulsation du mouvement sinusoïdal de  $M_2$  par rapport à  $M_1$  ; cette pulsation variant (pour décrire, par exemple, un spectre basse-fréquence), nous sommes amenés à considérer les deux cas simples suivants :

a) On a :

$$l_2 = l_1 + (\Delta l) \cos pt,$$

et par conséquent

$$v_2 = v_1 - p(\Delta l) \sin pt,$$

ou

$$v_2 = v_1 - (\Delta v) \sin pt \quad \text{avec} \quad (\Delta v) = p(\Delta l).$$

L'élongation  $\Delta l$  de la promenade de  $M_2$  par rapport à  $M_1$  est indépendante de  $p$  (figure 2) (II). Si l'on considère au contraire la vitesse relative de  $M_2$  par rapport à  $M_1$  on voit que cette vitesse relative a une amplitude proportionnelle à  $p$ .

b) On se donne

$$v_2 = v_1 + (\Delta v) \cos pt,$$

et par conséquent

$$l_2 = l_1 + \left(\frac{\Delta v}{p}\right) \sin pt,$$

ou

$$l_2 = l_1 + (\Delta l) \sin pt \quad \text{avec} \quad (\Delta l) = \left(\frac{\Delta v}{p}\right).$$

Si, lorsque  $p$  varie, l'amplitude de la vitesse relative de  $M_2$  par rapport à  $M_1$  reste indépendante de  $p$ , c'est que l'élongation du mouvement relatif est inversement proportionnelle à  $p$  (figure 2) (III).

2° - Considérons maintenant deux vecteurs  $OM_1$  et  $OM_2$  tournant autour d'un point  $O$  ; le premier,  $OM_1$ , tourne à la vitesse angulaire uniforme  $\Omega_1$  ; le second,  $OM_2$ , tantôt en avance, tantôt en retard, a par rapport à  $OM_1$  un mouvement relatif sinusoïdal qui l'amène à se déplacer entre les positions extrêmes  $OA$  et  $OB$  (figure 3) ;  $\Omega_2$  est la vitesse angulaire variable de ce vecteur  $OM_2$ .

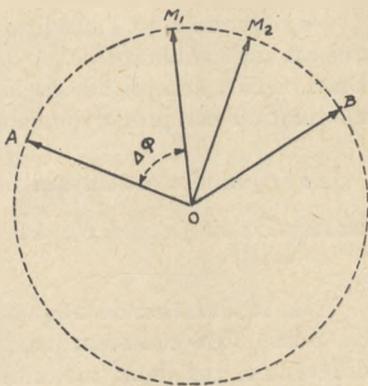


FIG. 3.

La vitesse angulaire  $\Omega$  et l'angle balayé (angle de phase)  $\Phi$  correspondant respectivement à la vitesse linéaire  $v$  et à l'élongation  $l$ , on distingue, par analogie avec le 1<sup>o</sup>, les 2 cas suivants :

$$a) \quad \begin{aligned} \Phi_2 &= \Phi_1 + (\Delta\Phi) \cos pt, \\ \Omega_2 &= \Omega_1 - p(\Delta\Phi) \sin pt, \end{aligned} \quad \left( \Omega = \frac{d\Phi}{dt} \right),$$

ou

$$\Omega_2 = \Omega_1 - (\Delta\Omega) \sin pt, \quad \text{avec} \quad (\Delta\Omega) = p \cdot (\Delta\Phi),$$

$$b) \quad \Omega_2 = \Omega_1 + (\Delta\Omega) \cos pt,$$

$$\Phi_2 = \Phi_1 + \frac{(\Delta\Omega)}{p} \sin pt,$$

$$\Phi_2 = \Phi_1 + (\Delta\Phi) \sin pt, \quad \text{avec} \quad (\Delta\Phi) = \frac{\Delta\Omega}{p}.$$

3<sup>o</sup> - Supposons maintenant que nous ayons une oscillation haute-fréquence dont la pulsation constante, en l'absence de modulation, soit  $\Omega_1$ . Sous l'effet d'un courant basse-fréquence de modulation de pulsation  $p$  nous faisons varier cette pulsation autour de sa valeur moyenne  $\Omega_1$  suivant une loi sinusoïdale de pulsation  $p$ . En valeur instantanée la pulsation a maintenant la valeur  $\Omega_2$  ; ce sont ses variations qui sont utilisées à la réception pour la reconstitution du signal. Dans la représentation de la figure 3, l'oscillation modulée est représentée par le vecteur  $OM_2$  qui, entre les limites extrêmes  $OA$  et  $OB$ , se déplace autour de sa position moyenne  $OM_1$ .

Mais les deux cas *a*) et *b*) du 2<sup>o</sup> correspondent à deux façons de moduler qui ont reçu des noms différents.

*a*) Quand c'est l'amplitude  $\Delta\Phi$  de l'écart maximum de phase (cas *a*) qui est indépendante de  $p$ , on dit que l'on a une *modulation de phase*. Dans ce cas, l'amplitude de la variation de vitesse angulaire en cours de modulation est proportionnelle à la basse-fréquence  $p$  :  $(\Delta\Omega) = p \cdot (\Delta\Phi)$

*b*) Quand c'est  $\Delta\Omega$  qui est indépendant de  $p$ , on dit que l'on a une *modulation de fréquence* :  $\Delta\Phi = \frac{\Delta\Omega}{p}$  est alors inversement proportionnel à  $p$ .

La modulation de fréquence (MF) est plus utilisée que la modulation de phase (MΦ). Remarquons d'ailleurs que, malgré des appellations différentes, ces deux modulations ne sont pas de natures différentes ; dans l'une et l'autre il y a, à la fois, variation de la fréquence autour d'une valeur moyenne et variation de la phase par rapport à la loi de croissance uniforme.

Nous devons maintenant définir une quantité qui est couramment

introduite dans l'étude des modulations de fréquence et de phase. C'est l'indice de modulation  $m$  défini par

$$m = \frac{\Delta\Omega}{p}$$

Il faut remarquer que  $m$ , qui est le rapport à la basse-fréquence  $p$  de l'écart maximum de fréquence  $\Delta\Omega$  autour de sa valeur moyenne (on parle quelquefois de l'excursion de fréquence, quelquefois aussi du « swing »), est, lorsque  $p$  varie, une constante dans la modulation de phase ( $\Delta\Omega = p \cdot \Delta\Phi$ ), une quantité inversement proportionnelle à  $p$  dans le cas de la modulation de fréquence.

**REMARQUE I.** — En appelant, de façon générale,  $\Omega_i$  la valeur de la pulsation instantanée; on a :

- pour une onde non modulée (figure 4) (I) :

$$i = \sin \Omega t, \quad \text{avec} \quad \Phi = \Omega t,$$

et 
$$\Omega_i = \frac{d\Phi}{dt} = \Omega = \text{constante}.$$

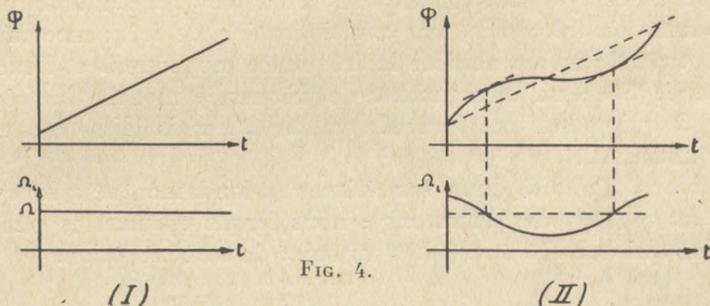


FIG. 4.

- pour une onde modulée suivant une loi quelconque (figure 4) (II) :

$$i = A \sin [\Phi (t)] \quad \text{et} \quad \Omega_i = \frac{d\Phi}{dt}.$$

**REMARQUE II.** — Des dispositifs très simples permettent d'obtenir de la modulation de fréquence avec des émetteurs de modulation de phase et inversement. Un dispositif tel que celui de la figure 5 (I), dans lequel  $R \gg Lp$ , placé sur l'arrivée

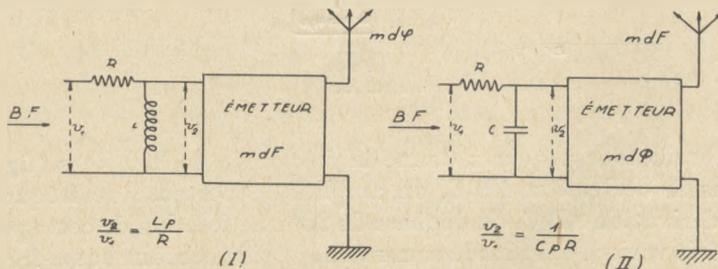


FIG. 5.

basse-fréquence, multiplie avant modulation toutes les amplitudes du spectre basse-fréquence par  $p$  et conduit l'émetteur MF à donner dans l'antenne  $M\Phi$ .

De façon analogue, le dispositif de la figure 5 (II), dans lequel  $R \gg \frac{1}{Cp}$ , permet d'obtenir une MF à l'aide d'un émetteur  $M\Phi$ .

## 5.42. — Production d'ondes modulées en fréquence. Émetteurs.

Bien que, nous l'avons dit, il n'y ait pas de différence essentielle entre la modulation de fréquence et la modulation de phase, nous supposons, dans ce qui suit, sauf avis contraire, que nous avons affaire à la modulation de fréquence.

Parmi les systèmes employés pour obtenir une modulation de fréquence, nous parlerons des deux suivants : le système Armstrong et ses dérivés, le système à lampe à réactance.

a - Le système Armstrong et ses dérivés. — Pour expliquer le principe de ce système, remarquons au départ qu'étant donnée une onde modulée en fréquence, une multiplication de fréquence multiplie à la fois et par le même nombre la fréquence moyenne  $\Omega$  et l'excursion de fréquence  $\Delta\Omega$  ; un changement de fréquence modifie la fréquence moyenne  $\Omega$  qui prend une nouvelle valeur  $\Omega'$ , mais laisse inchangé le « swing » initial  $\Delta\Omega$ .

Décrivons d'abord dans ses éléments fondamentaux le système initialement réalisé par Armstrong ; nous ferons ensuite les remarques de principe qui doivent être faites au sujet de sa conception.

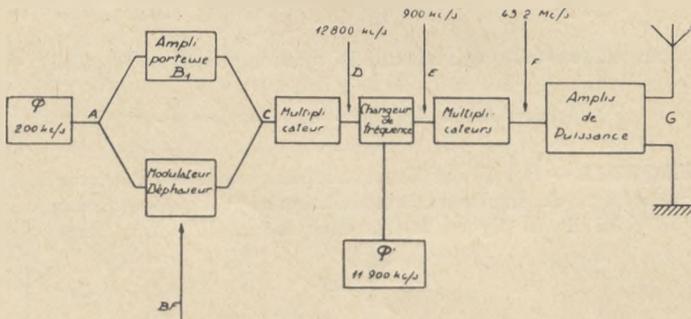


FIG. 6.

Un oscillateur à quartz donne la fréquence de 200 kc/s (figure 6).

Dans la dérivation  $AB_1C$ , on amplifie la porteuse de fréquence  $\Omega$ . Dans la dérivation  $AB_2C$ , on déphase de  $90^\circ$  une fraction de cette porteuse dont on fait varier l'amplitude comme  $\sin pt$ , si le courant basse-fréquence de modulation est  $I \sin pt$ .

En C se produit le mélange des deux voies comme il est indiqué sur la figure 7.  $OM_1$  correspond à la porteuse,  $M_1M_2$  à la composante déphasée qui reste toujours petite par rapport à  $OM_1$ . Quand  $M_1M_2$  varie comme  $\sin pt$  la résultante  $OM_2$  se déplace entre les positions extrêmes OA et OB. L'écart maximum de phase  $\Delta\Phi$  ne dépasse pas  $20^\circ$  et on peut considérer que les variations angulaires de  $OM_2$  autour de  $OM_1$  sont elles aussi proportionnelles à  $\sin pt$ . L'oscillation résultante représentée par  $OM_2$  est donc modulée en fréquence par la basse-fréquence  $p$ .

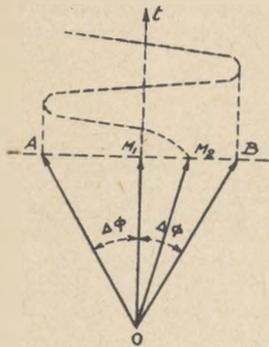


FIG. 7.

La modulation de fréquence obtenue en C est caractérisée par une excursion de fréquence

$$\Delta\Omega = \Delta\Phi \cdot p.$$

De C en D des étages multiplicateurs successifs multiplient la fréquence porteuse et aussi l'excursion de fréquence par 64. La fréquence porteuse est ainsi portée à 12 800 kc/s.

Si l'on continuait à multiplier jusqu'à obtenir la porteuse finale désirée de 43,2 Mc/s on n'aurait pas une excursion de fréquence suffisante pour donner à la modulation de fréquence toutes ses qualités ; on fait donc entre D et E, à l'aide d'un oscillateur à quartz Q', un changement de fréquence qui abaisse la porteuse à 900 kc/s sans modifier l'excursion. Puis, entre D et F, on multiplie par 48 la porteuse, ainsi portée à 43,2 Mc/s, et en même temps l'excursion de fréquence.

Entre D et G on a des amplificateurs de puissance.

Des émetteurs dérivés de la conception initiale d'Armstrong ont été réalisés qui présentent des particularités diverses : pour améliorer la stabilité, un quartz unique sert de pilote et fournit par multiplication la fréquence du changeur de fréquence, ou bien deux chaînes d'amplification dont les modulations sont déphasées de  $\pi$  donnent, une fois mélangées, des excursions de fréquence doublées.

Quoi qu'il en soit, les émetteurs du type Armstrong présentent les caractéristiques suivantes :

a) Leur fréquence moyenne est pilotée par quartz. C'est leur marque essentielle.

b) On part obligatoirement d'une excursion de fréquence très faible.

Une longue suite de multiplicateurs est donc ensuite nécessaire. Mais la partie compliquée du schéma qui précède les amplificateurs de puissance correspond à l'emploi de lampes peu puissantes, du type réception. Les postes peu puissants utilisent cependant de préférence le système avec « lampe à réactance » dont il est question ci-après.

**REMARQUE.** — Supposons que le spectre basse-fréquence à transmettre aille

de  $p_1 = 30$  c/s à  $p_2 = 10\,000$  c/s. Puisque nous sommes en modulation de fréquence,  $\Delta\Omega$  est constant et tel que  $\Delta\Omega = (\Delta\Phi) \cdot p$ .

C'est donc pour la fréquence la plus basse  $p_1$  que l'écart de phase obtenu au départ doit avoir sa plus grande valeur,  $\Delta\Phi_1 = 20^\circ$ , compatible avec l'absence de distorsion. Pour la fréquence  $p_2$  on aura au départ un écart  $\Delta\Phi_2$  qui sera seulement de  $\Delta\Phi_2 = 20^\circ \cdot \frac{30}{10\,000} = \frac{6}{100}$  de degré.

b - Systèmes utilisant un maître oscillateur à fréquence variable.

— Le calcul<sup>1</sup> montre qu'on peut obtenir une modulation de fréquence en faisant varier à la cadence de modulation les éléments du circuit résonnant d'un maître-oscillateur.

On a ainsi, par exemple, constitué le condensateur de ce circuit par un condensateur de microphone, ou bien par un condensateur dont l'une des armatures est mobile et entraînée par les mouvements d'un haut-parleur. Mais ces systèmes sont en général peu linéaires et apportent du bruit ; le système de beaucoup le plus employé est celui de la lampe à réactance que nous décrivons maintenant.

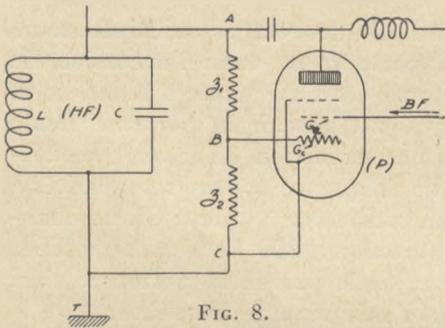


FIG. 8.

lampe pentode par exemple. La polarisation de la grille de commande  $G_c$  est prise aux bornes BC de l'impédance  $z_2$  montée en série avec une impédance  $z_1$  placée entre A et B comme il est indiqué sur la figure 8. Les impédances  $z_1$  et  $z_2$  sont de natures et de valeurs telles que la tension appliquée sur  $G_c$  et par conséquent le courant plaque qui passe à travers la lampe pentode P sont en quadrature avec la tension haute-fréquence établie entre A et C. Tout se passe donc apparemment comme si une réactance  $jX_r$  (self ou capacité, suivant le cas) était branchée entre A et B aux bornes du circuit oscillant (figure 9).

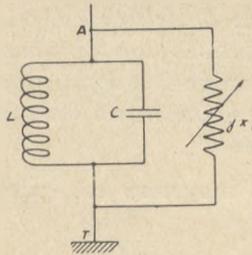


FIG. 9.

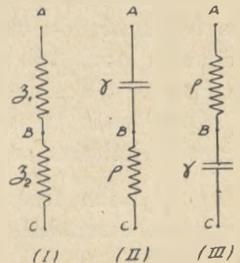


FIG. 10.

1. J. R. Carson ; P. I. R. E. Février 1922. Pages 57-64. B. Vander Pol. P. I. R. E. Juillet 1930. Pages 1194-1205.

Par exemple, si l'on prend  $z_1 = \frac{1}{\gamma\Omega}$ ,  $z_2 = \rho$  avec  $\frac{1}{\gamma\Omega} \gg \rho$  (fig. 10) (II), la lampe à réactance se comporte comme une capacité ; si l'on prend  $z_1 = \rho$ ,  $z_2 = \frac{1}{\gamma\Omega}$  avec  $\rho \gg \frac{1}{\gamma\Omega}$  (fig. 10) (III), la lampe à réactance se comporte comme une self.

Dans tous les cas, si l'on fait varier les caractéristiques de la lampe (P) en appliquant la basse-fréquence de modulation sur la grille écran de cette lampe, la réactance  $jX_T$  varie et les oscillations qui prennent naissance dans le circuit placé entre A et B sont modulées en fréquence.

Par le procédé de la lampe à réactance, on peut obtenir des excursions de fréquence égales, en ordre de grandeur, à  $1.10^{-4}$  de la fréquence porteuse. Si cette excursion est jugée insuffisante on peut faire ensuite de la multiplication de fréquence.

Les systèmes utilisant la modification, sous l'effet de la modulation, des éléments d'un circuit oscillant ne peuvent être stabilisés par quartz. Le problème de la stabilité est alors résolu, de façon plus ou moins précise, par des moyens proportionnés à l'importance, c'est-à-dire en fait à la puissance de l'émetteur dont il s'agit.

Pour les émetteurs de petite puissance, on se contente souvent d'assurer la rigidité des circuits, de stabiliser les sources ; parfois on utilise un thermostat.

Pour les émetteurs puissants, on emploie des dispositifs de correction correspondant à des réalisations de formes diverses, mais qui toutes

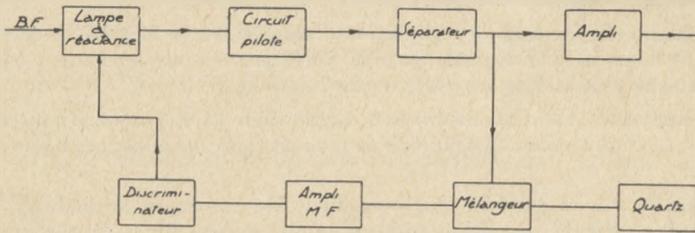


FIG. 11.

utilisent un quartz repère et dont le principe est le suivant (figure 11).

On fait battre, dans un mélangeur, l'oscillation fournie par le système à lampe à réactance et la fréquence fournie par un quartz régulateur.

La moyenne fréquence obtenue, après amplification, passe dans un discriminateur (élément étudié ailleurs, à propos de la réception) qui fournit une tension fonction de la différence qui existe entre la fréquence du quartz et la fréquence moyenne de l'onde modulée. Cette tension est appliquée sur une des électrodes de la lampe à réactance dans un sens tel qu'elle corrige les variations qui ont pu se produire. Il s'agit d'un système à réaction négative dont il y a lieu d'étudier, dans chaque cas, la stabilité.

**REMARQUE I.** — La tension de régulation peut être aussi appliquée à une deuxième lampe à réactance, branchée, comme celle qui reçoit la modulation B. F., aux bornes du circuit oscillant pilote.

**REMARQUE II.** — Un défaut du système stabilisateur décrit est qu'il faut reprendre le réglage quand on change de lampe, car chaque lampe à réactance apporte ses caractéristiques propres.

### 5.421. — Qualités des émetteurs modulés en fréquence.

1° - Tous les amplificateurs qui peuvent exister dans la chaîne principale d'un émetteur à modulation de fréquence fonctionnent à excitation constante. Cette excitation peut être forte ; ces amplificateurs peuvent fonctionner en classe C dans des conditions de bon rendement et de grande stabilité.

En particulier, la puissance en jeu dans l'impédance de charge de l'étage de puissance ainsi que l'amplitude de la tension à ses bornes restent constantes tout le long du cycle de modulation. Le rendement de cet étage conserve une valeur constante qui peut être sa valeur la plus élevée possible.

2° - La puissance fournie par les voies de modulation est très faible. Cela n'est pas étonnant puisque la puissance mise en jeu dans chaque étage ne varie pas quand on passe de l'état de non modulation à celui de modulation.

**REMARQUE I.** — Si l'on compare le procédé MF des émetteurs aux procédés classiques de MA on peut remarquer :

- que, comme le système de modulation d'amplitude par la grille, il nécessite peu de puissance basse-fréquence, mais qu'à sa différence il a un rendement constant et de valeur élevée tout le long du cycle de modulation ;

- que comme le système de modulation d'amplitude par la plaque, il a un rendement élevé, mais que contrairement à celui-ci il ne nécessite pas une puissance basse-fréquence importante.

Au point de vue exclusif du fonctionnement des émetteurs, la modulation de fréquence prend à chacune des modulations d'amplitude classiques ce que celle-ci a de bon et laisse ce qu'elle a de mauvais.

**REMARQUE II.** — Nous avons déjà remarqué que, si les émetteurs puissants utilisant la modulation de fréquence ont des schémas un peu compliqués (multiplificateurs du système Armstrong, stabilisateurs de fréquence des émetteurs à lampe à réactance), cette complication porte sur des éléments équipés de lampes peu puissantes.

Si, comme il vient d'être dit, les émetteurs utilisant la modulation de fréquence présentent de sérieux avantages, l'étude des spectres de fréquence et, en relation avec elle, l'étude de la protection contre les bruits et l'examen des conditions de propagation feront apparaître ci-après les conditions et les limites d'utilisation de cette modulation.

### 5.43. — Spectre d'une oscillation modulée en fréquence.

Dans le tome I du Cours de Radioélectricité Générale (paragraphe 1.512) nous avons donné quelques renseignements sur le spectre d'une oscillation modulée en fréquence. Nous reprenons ici la question pour mettre en évidence certaines propriétés essentielles, en considérant une oscillation qui en l'absence de modulation a pour expression  $e = E \sin \Omega t$ .

- Cas d'une modulation téléphonique.

a) La modulation téléphonique est produite par une basse-fréquence sinusoïdale unique de pulsation  $p$ .

Dans le cas où l'indice de modulation est petit,  $m = \left(\frac{\Delta\Omega}{p}\right) < 0,1$  par exemple, l'expression de l'onde modulée prend la forme simple.

$$e = E \left[ \sin \Omega t + \left(\frac{\Delta\Omega}{p}\right) \sin pt \cdot \cos \Omega t \right],$$

ou

$$e = E \left[ \sin \Omega t + \frac{\Delta\Omega}{2p} [\sin (\Omega + p)t - \sin (\Omega - p)t] \right].$$

Le périodogramme est composé des 3 pulsations  $(\Omega - p)$ ,  $\Omega$ ,  $(\Omega + p)$ ; les fréquences latérales  $(\Omega - p)$ ,  $(\Omega + p)$  ont une amplitude proportionnelle à celle de l'indice de modulation  $m = \left(\frac{\Delta\Omega}{p}\right)$

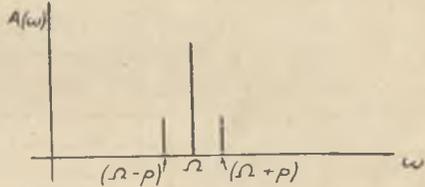


FIG. 12.

(figure 12).

Le spectre obtenu a le même encombrement  $2p$  que celui qui serait obtenu en modulation d'amplitude avec la même pulsation  $p$ .

Mais les représentations vectorielles faites sur les figures 13 (I) et (II), qui correspondent respectivement à la modulation d'amplitude et à la modulation de fréquence font apparaître une différence importante entre les deux modulations. Dans le cas de la modulation d'amplitude

les deux composantes  $(\Omega + p)$  et  $(\Omega - p)$  ont une résultante  $M_1 M_2$

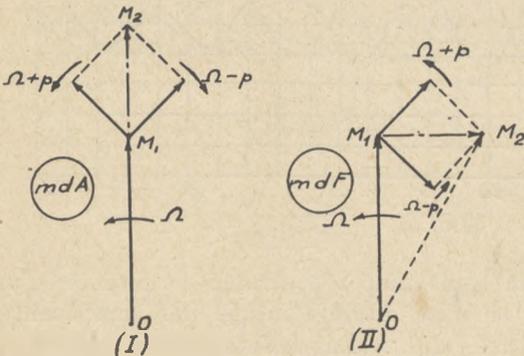


FIG. 13.

qui est en phase avec le vecteur  $OM_1(\Omega)$  ; dans le cas de la modulation de fréquence la même résultante  $M_1 M_2$  est en quadrature avec  $OM_1$ .

Dans le cas où l'indice de modulation est plus élevé (et pratiquement on emploie en général des indices de modulation élevés, au moins égaux à 5 ou 6) le spectre se complique singulièrement. Nous avons vu (Rad. Gén. Tome I) que l'on a alors :

$$e = E \left[ J_0 \left( \frac{\Delta\Omega}{p} \right) \sin \Omega t + J_1 \left( \frac{\Delta\Omega}{p} \right) \{ \sin (\Omega + p)t - \sin (\Omega - p)t \} + J_2 \left( \frac{\Delta\Omega}{p} \right) \{ \sin (\Omega + 2p)t + \sin (\Omega - 2p)t \} + J_3 \left( \frac{\Delta\Omega}{p} \right) \{ \sin (\Omega + 3p)t - \sin (\Omega - 3p)t \} + \dots \right]$$

On voit que le spectre de modulation est compliqué. Alors qu'en MA le spectre d'une oscillation modulée par un courant sinusoïdal de pulsation  $p$  se réduit aux composantes  $\Omega$ ,  $(\Omega - p)$ ,  $(\Omega + p)$ , en MF une modulation

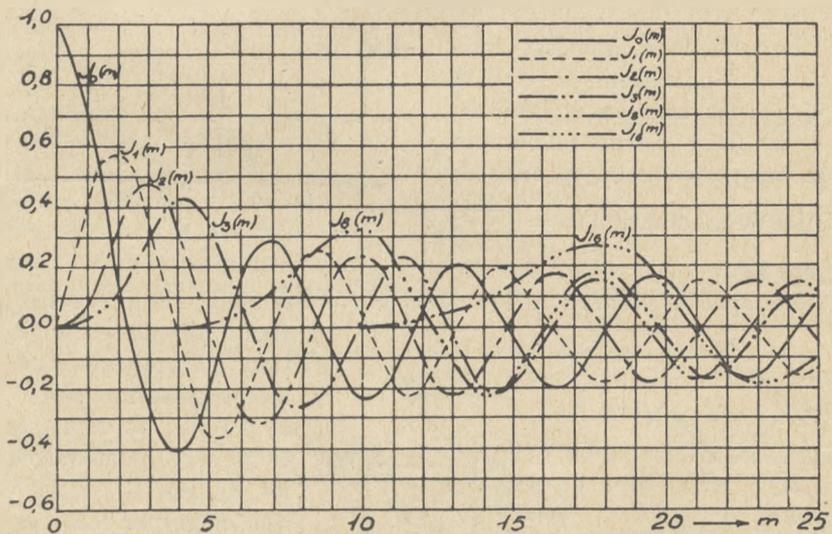


FIG. 14.

à basse-fréquence sinusoïdale (pulsation  $p$ ) entraîne l'existence d'un spectre constitué par toute la suite discrète infinie des composantes  $\Omega, (\Omega - p), (\Omega + p), (\Omega + 2p), (\Omega - 2p) \dots$ . Mais les amplitudes correspondant à ces différentes composantes sont proportionnelles à  $J_0(m), J_1(m), J_1(m), J_2(m), J_2(m) \dots$  ; pratiquement, comme le montrent les courbes de la figure 14, les amplitudes deviennent négligeables au-delà d'un certain

indice des fonctions de Bessel correspondantes, qui est lui-même d'autant moins élevé que l'indice de modulation  $m$  est plus faible.

Les spectres de fréquences en MF sont d'autant plus complexes que l'indice de modulation est plus élevé, comme le montrent les courbes de la figure 15 qui correspondent à des indices de modulation variant de 0,1 à 16 et dans lesquelles aux pulsations  $\Omega$  et  $p$  correspondent respectivement

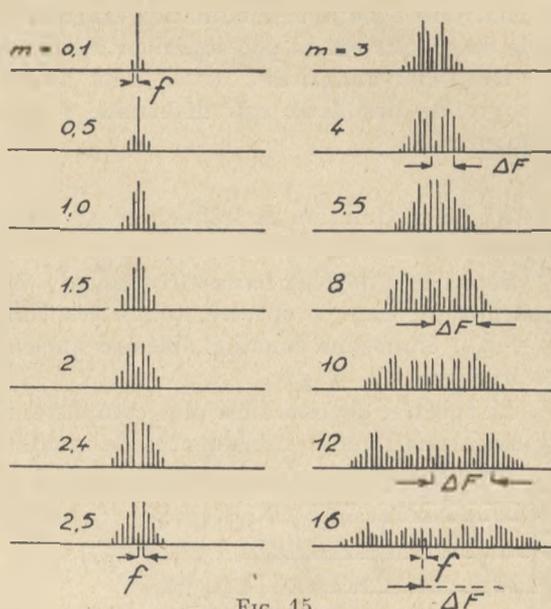


FIG. 15.

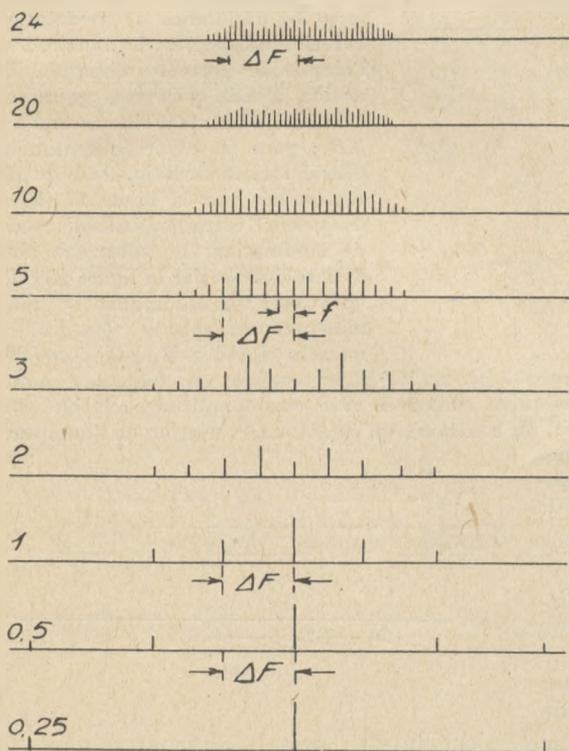


FIG. 16.

les fréquences  $F$  et  $f$ .

Dans ces courbes de la figure 15 on a supposé que l'indice de modulation était obtenu par variation de  $\Delta\Omega$  (ou  $\Delta F$ ),  $p$  (ou  $f$ ) restant constant. Les courbes de la figure 16 correspondent, elles, à des indices  $m$  variant de 0,25 à 24,  $\Delta\Omega$  restant constant et  $p$  étant cette fois variable.

Nous avons vu que quand l'indice de modulation est très petit (cas pratiquement peu intéressant), par exemple  $m < 0,1$ , l'encombrement du spectre est égal à  $2f$ ; quand,

au contraire, l'indice de modulation est assez grand l'encombrement pratique du spectre est un peu supérieur à  $2\Delta F$ .

Des deux quantités  $f$  et  $\Delta F$  c'est donc, conclusion regrettable, la plus grande des deux qui détermine l'encombrement du spectre de fréquences.

b) La modulation de fréquence est produite par plusieurs composantes de basse-fréquence.

Sous l'effet de deux basses-fréquences  $f_1$  et  $f_2$  agissant simultanément, apparaissent, dans le spectre, toutes les composantes  $F \pm (\alpha f_1 + \beta f_2)$ ,  $\alpha f_1 + \beta f_2$ , étant une fonction linéaire quelconque à coefficients entiers des fréquences  $f_1$  et  $f_2$ .

Le spectre, devenu ainsi plus complexe, n'est pas plus large que s'il n'y avait que l'une des fréquences de modulation  $f_1$  ou  $f_2$ .

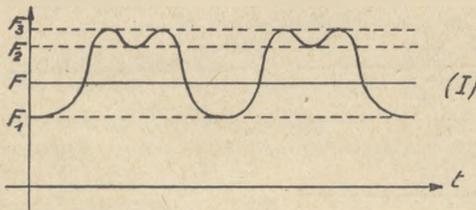


FIG. 17.

s'attarde la variation de la figure 17 (I). En MF la porteuse est une fréquence comme une autre, qu'il faut par conséquent conserver avec son amplitude relative pour éviter de la distorsion ; on sait, au contraire, qu'en MA une variation de l'amplitude porteuse (au moins dans certaines limites, s'il s'agit d'une diminution) ne s'accompagne pas de distorsion.

#### Cas d'une manipulation télégraphique.

Sous l'effet d'une manipulation télégraphique de fréquence  $f$ , la fréquence d'oscillation prend alternativement la valeur  $F + \Delta F$  et  $F - \Delta F$  (figure 18).

Quand la modulation est produite par toute une bande de fréquences, le spectre se complique sans élargissement.

**REMARQUE.** — Pour la valeur  $m = 2,4$  de l'indice de modulation, la fonction  $J_0$  de Bessel s'annule, donc l'amplitude porteuse disparaît. La notion d'onde porteuse, empruntée à la MA, s'adapte d'ailleurs mal à la MF ; pour en avoir le sentiment, considérons la variation de fréquence représentée par la figure 17 (I), la fréquence  $F$  correspondant à l'absence de modulation. Le spectre a alors l'allure donnée par la figure 17 (II) ; on y voit que les fréquences prédominantes du spectre sont les fréquences  $F_1, F_2, F_3$  sur lesquelles

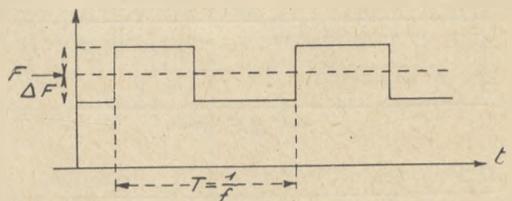


FIG. 18.

En MF le spectre est défini par

$$e = E \cdot 2m \left[ \frac{1}{m^2} \sin \left( \frac{m\pi}{2} \right) \cos \Omega t \right. \\ - \frac{1}{m^2 - 1^2} \cos \left( \frac{m\pi}{2} \right) [\cos 2\pi(F - f)t - \cos 2\pi(F + f)t] \\ - \frac{1}{m^2 - 2^2} \sin \left( \frac{m\pi}{2} \right) [\cos 2\pi(F - 2f)t + \cos 2\pi(F + 2f)t] \\ + \frac{1}{m^2 - 3^2} \cos \left( \frac{m\pi}{2} \right) [\cos 2\pi(F - 3f)t - \cos 2\pi(F + 3f)t] \\ \left. + \dots \right]$$

expressions dans lesquelles  $m = \frac{\Delta F}{f}$ .

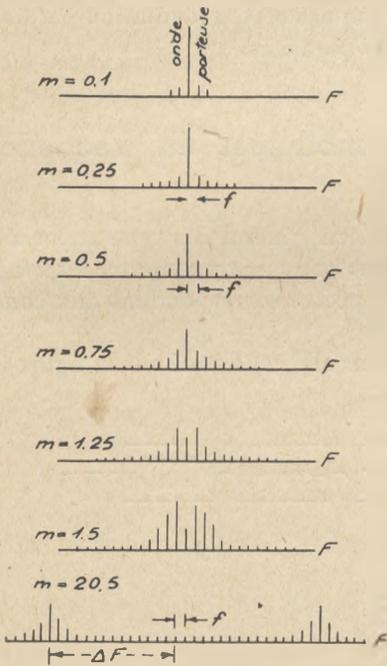


FIG. 19.

La figure 19 donne les spectres, pour différentes valeurs de  $m$ , à vitesse de manipulation constante. Dans la figure 20 c'est  $\Delta F$  qui est constant et c'est la vitesse de manipulation qui varie.

Ici encore, on voit que pour les indices très faibles l'encombrement est  $2f$  ; pour les indices grands, il est un peu supérieur à  $2\Delta F$ .

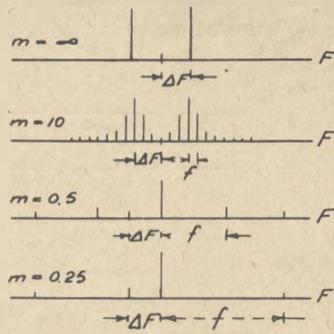


FIG. 20.

En MA le spectre d'une onde manipulée à la fréquence télégraphique  $f$  serait défini par

$$e = E \left[ 0,5 \cos \Omega t - \frac{1}{\pi} [\cos 2\pi(F + f)t + \cos 2\pi(F - f)t] \right. \\ + \frac{1}{3\pi} [\cos 2\pi(F + 3f)t + \cos 2\pi(F - 3f)t] \\ \left. - \frac{1}{5\pi} [\cos 2\pi(F + 5f)t + \cos 2\pi(F - 5f)t] \dots \text{etc} \right]$$

Si l'on trace simultanément, dans le cas d'une manipulation télégraphique, les courbes enveloppes des spectres correspondant respectivement à MA et à MF, on obtient la figure 21.

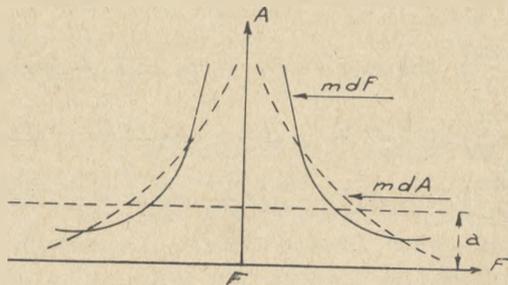


FIG. 21.

Dans les conditions où a été tracée celle-ci, on voit que si toutes les amplitudes inférieures à  $a$  sont négligeables, le spectre MF est pratiquement plus étroit que le spectre MA.

En fait, ce résultat qui est en faveur de la MF ne peut être obtenu que pour des indices de modulation faibles pour lesquels cette modulation perd son efficacité dans la défense contre les bruits parasites.

#### 5.44. — Réception des ondes modulées en fréquence. Récepteurs.

Les récepteurs utilisés en MF sont en général du type superhétérodyne. La largeur de bande que doivent pouvoir transmettre les étages successifs est fonction de la largeur du spectre correspondant aux conditions de fonctionnement.

Le schéma de principe d'un récepteur MF est donné sur la figure 22.

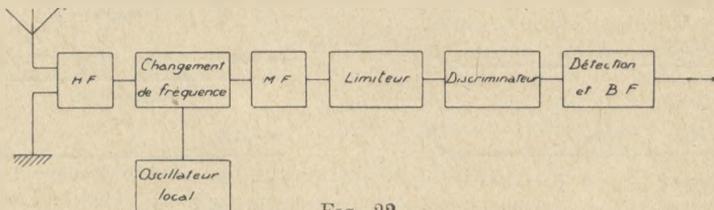


FIG. 22.

L'élément le plus caractéristique d'un récepteur MF est le limiteur, organe volontairement non linéaire, qui ne pourrait évidemment pas être utilisé en MA. L'étude de son comportement nous permettra de voir dans quelles conditions la MF est protégée contre les parasites.

L'utilisation d'un limiteur est d'ailleurs et de toutes façons nécessaire avant le discriminateur qui permet de transformer la MF en MA. Cette transformation est elle-même nécessaire avant la détection.

##### 1° Limiteur et défense contre les parasites.

a) Les limiteurs, qui attaqués par une amplitude variable débitent

une amplitude maintenue à un niveau invariable, sont de principes divers. Le montage le plus couramment employé est celui de la figure 23.

Une lampe pentode est attaquée sur sa grille de commande par une tension relativement importante qui provoque le fonction-

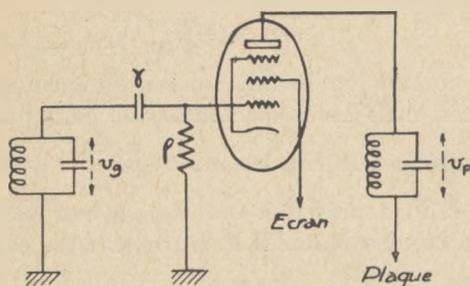


FIG. 23.

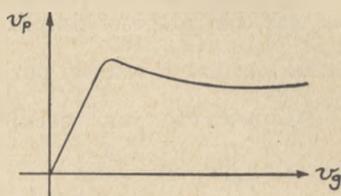


FIG. 24.

nement de l'ensemble d'autopolarisation  $\gamma\rho$ . D'autre part, les tensions grille-écran et plaque (celle-ci faible) sont telles que la pentode présente un effet rapide de saturation. Finalement, la courbe  $v_p = f(v_g)$  a l'allure représentée sur la figure 24.

On utilise parfois deux limiteurs successifs.

b) Montrons ici que, de façon générale et sous certaines réserves, la MF s'accommode très bien de systèmes non linéaires.

Supposons que le signal modulé en fréquence  $e = E \cos \Phi_2$

$$[\text{avec } \Phi_2 = \Phi_1 + \frac{\Delta\Omega}{p} \cdot \sin pt \quad \text{et} \quad \Phi_1 = \Omega_1 t]$$

soit appliqué à un dispositif non linéaire qui fournit un courant  $i = Ae + Be^2 + Ce^3$ .

On trouve ici :

$$i = \frac{BE^2}{2} + (AE + \frac{3}{4}CE^3) \cos \Phi_2 + \frac{BE^2}{2} \cos 2\Phi_2 + \frac{CE^3}{4} \cos 3\Phi_2.$$

Aux termes en  $\cos \Phi_2$ ,  $\cos 2\Phi_2$ ,  $\cos 3\Phi_2$  correspondent des ondes modulées en fréquence ayant des pulsations porteuses égales respectivement à  $\Omega_1$ ,  $2\Omega_1$ ,  $3\Omega_1$ .

Pour que, par sélectivité, on puisse isoler l'oscillation utile  $(AE + \frac{3}{4}CE^3) \cos \Phi_2$ , il suffit que le spectre correspondant en  $\Omega_1$  ne chevauche pas sur le spectre parasite en  $2\Omega_1$ .

Si  $m$  est l'indice de modulation de  $f_m$ , fréquence la plus élevée du spectre B.F., la condition correspondante est :

$$F_1 + mf_m < 2F_1 - 2mf_m,$$

ou

$$F_1 > 3mf_m.$$

Cette condition, qui s'applique en fait dans les superhétérodynes à la porteuse M.F. intervient lorsque le spectre B.F. est très large, comme c'est le cas en télévision. Si nous supposons  $f_m = 5 \cdot 10^6$  c/s et  $m = 5$  il vient :

$$F_1 > 0,75 \cdot 10^8 \text{ c/s} \quad \text{et} \quad \lambda_1 < 4 \text{ mètres.}$$

c) Nous allons maintenant, comme on le fait souvent, exprimer au prix d'hypothèses simplificatrices, mais assez discutables, le gain que la MF permet de réaliser par rapport à la MA pour le rapport  $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ .

Considérons une oscillation H.F. représentée par le vecteur OA (fig. 25). La bande B.F. à transmettre est comprise entre 0 et  $f_m$ .

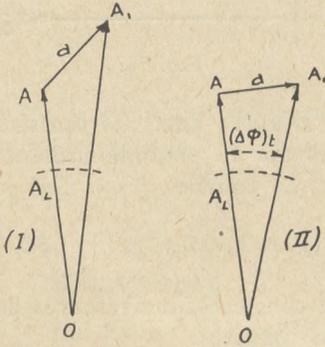


FIG: 25.

Supposons qu'un parasite d'amplitude  $a$  puisse être combiné vectoriellement avec OA pour donner en représentation instantanée l'oscillation résultante caractérisée par  $OA_1$ .

En MA et aussi en MF les parasites gênants sont ceux compris, en H.F., dans la bande allant de  $(F_1 - f_m)$  à  $(F_1 + f_m)$ , qui, au moment de la détection finale, par battement avec la porteuse (porteuse M.F.) donnent des fréquences tombant dans l'intervalle  $0 - f_m$ .

Nous supposons que ces parasites sont uniformément répartis dans la bande H.F. indiquée ci-dessus ; leurs phases étant distribuées suivant les lois du hasard, il faut appliquer une loi quadratique pour déterminer leur effet résultant.

En MA le taux de modulation provoqué par un parasite d'amplitude  $a$ , comparé à celui produit par le signal utile dans le cas d'une modulation au taux de 100 % ,est  $\frac{a}{A}$  et la gêne relative provoquée par l'ensemble des parasites, exprimée par la puissance mise en jeu, d'après les hypothèses et remarques ci-dessus, est de la forme

$$K \cdot 2f_m \cdot \frac{a^2}{\Lambda_2} = K \cdot S_A,$$

$S_A$  étant l'aire du rectangle représenté sur la figure 27 (I)

En MF, après passage dans le discriminateur, le taux de modulation relatif provoqué par un parasite  $a$ , de fréquence  $F_1 \pm f$  (avec  $f < f_m$ ), est,  $\Delta\Omega$  étant l'excursion correspondant au signal et  $(\Delta\Omega)_a$  l'excursion correspondant au parasite :

$$\frac{(\Delta\Omega)_a}{\Delta\Omega} = \frac{p}{\Delta\Omega} \cdot (\Delta\Phi)_a = \frac{1}{m} \times \frac{a}{A},$$

$m = \frac{\Delta\Omega}{p} =$  indice de modulation, avec  $p = 2\pi f$ , et

$$(\Delta\Phi)_a = \frac{a}{\Lambda}$$

(figure 25 (II)).

Mais  $\frac{1}{m} = \frac{p}{\Delta\Omega} = \frac{2\pi f}{\Delta\Omega}$  varie d'une valeur nulle, correspondant à

$f = 0$ , à une valeur maximum  $M'M = \frac{1}{\mu}$

obtenue pour  $f = f_m$  (figure 26).

Les effets des taux de modulation parasites, correspondant aux parasites nuisibles tombant entre  $(F_1 - f_m)$  et  $(F_1 + f_m)$ , se combinant suivant une loi quadratique, on voit que la gêne résultante, comptée en énergie,

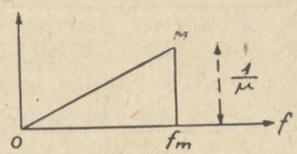


FIG. 26.

est proportionnelle à  $K \cdot \Sigma_F$ ,  $\Sigma_F$  étant la surface représentée sur la figure 27 (II) et limitée par l'axe des  $f$  et un arc de parabole.

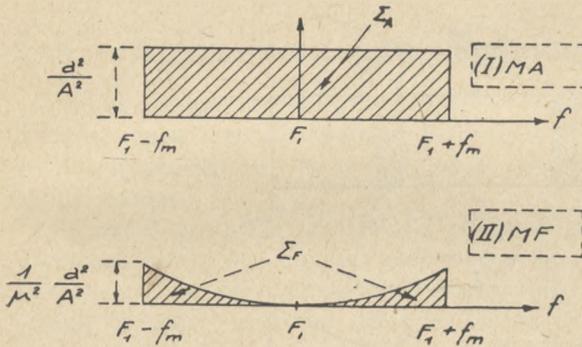


FIG. 27.

Le rapport  $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$

considéré comme un rapport d'amplitudes est donc, quand on passe de MA à MF, amélioré dans le rapport

$$\sqrt{\frac{\Sigma_A}{\Sigma_F}} = \mu \cdot \sqrt{3}$$

où  $\mu$  est l'indice de modulation correspondant à la fréquence  $f_m$  la plus élevée du spectre B.F.

Considéré comme un rapport de puissances, le rapport  $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$  est amélioré dans le rapport

$$\frac{\Sigma_A}{\Sigma_F} = 3\mu^2.$$

On voit donc qu'en MF, pour diminuer la gêne apportée par les parasites, il faut augmenter l'excursion de fréquence. Dans les applications de radiodiffusion, dans la gamme des ondes métriques, l'excursion réalisée est environ de 75 kc/s.

**REMARQUE I.** — Examinons le cas d'une liaison multiplex à  $n$  voies. Ces  $n$  voies étant transposées côte à côte dans le spectre basse-fréquence de modulation (figure 28),

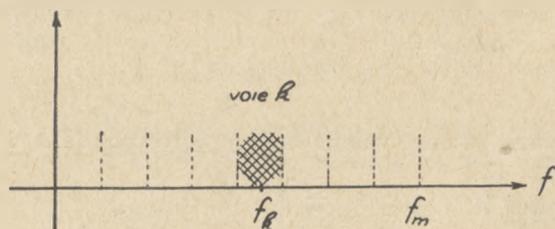


FIG. 28.

appelons  $f_m$  la fréquence la plus élevée de ce spectre total et  $f_k$  la fréquence moyenne de la voie considérée, de rang  $k$ .

Appelons  $\mu$  l'indice de modulation correspondant à  $f = f_m$ .

Remarquons que chaque voie a pour largeur  $\frac{f_m}{n}$ .

Pour la voie considérée, quand on passe de MA à MF le rapport signal / bruit (en amplitude) est amélioré dans le rapport  $\sqrt{\frac{\Sigma_{AK}}{\Sigma_{FK}}} = \mu \cdot \frac{f_m}{f_k}$ .

En effet quand on passe de MA à MF le rapport des énergies de bruit correspondantes est celui des aires hachurées  $\Sigma_{AK}$  et  $\Sigma_{FK}$  sur les figures 29 (I) et 29 (II). En considérant

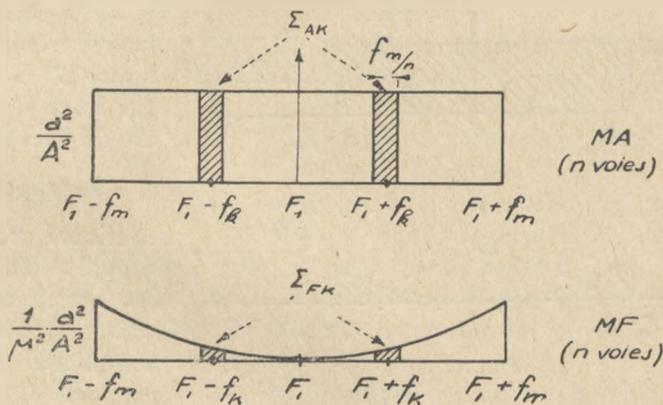


FIG. 29.

la figure 29 on voit qu'en MA toutes les voies sont également affectées par le bruit ; en MF la voie de rang  $k$  comporte d'autant moins de bruit que sa fréquence moyenne  $f_k$  est plus basse.

**REMARQUE II.** — Dans ce qui précède, nous supposons implicitement que le rapport  $\frac{a}{\Lambda}$  est assez petit pour que, sous l'effet du parasite, aucun résidu de modulation en amplitude ne subsiste après passage dans le limiteur.

Dans le cas où  $\frac{a}{\Lambda}$  reste inférieur à  $\frac{1}{2}$  on voit, en particulier, que  $(\Delta\phi)_a$  reste inférieur à  $30^\circ$ . Il n'y a aucune difficulté en MF à donner à l'amplitude de la variation de phase utile des valeurs très supérieures à cette valeur, d'où une bonne défense contre les parasites.

Mais, dans le cas où un parasite a une amplitude supérieure à l'amplitude porteuse, c'est lui qui « prend la commande » et c'est le signal utile qui est effacé par le limiteur.

La MF permet donc d'améliorer dans de grandes proportions des transmissions ayant déjà une certaine qualité en MA ; elle donne au contraire des résultats mauvais dans le cas de transmissions déjà médiocres.

**2° Discriminateur.** C'est une oscillation modulée en amplitude qui doit attaquer le détecteur pour obtention de la basse-fréquence.

Le discriminateur est l'organe qui, placé avant le détecteur, dans un récepteur MF, permet de transformer la MF en MA. Quel que soit le principe de fonctionnement du discriminateur adopté, les variations d'amplitude observées à la sortie ne doivent dépendre que des variations de fréquence instantanée à l'entrée ; cela revient à dire qu'à l'entrée du discriminateur l'amplitude doit être maintenue constante. Elle l'est, en fait, par la présence, avant le discriminateur, du limiteur. Les discriminateurs peuvent être de différents modèles.

Pour la description proprement dite des discriminateurs nous renvoyons au deuxième livre du tome III : La Réception par P. David.

## 5.45 — Applications de la modulation de fréquence.

Pour préciser les différentes applications de la MF et les conditions de mise en œuvre de chacune d'elles nous devons d'abord faire une remarque générale sur les conditions de propagation des ondes modulées en fréquence.

Dans le cas où le spectre H.F. s'étend loin de part et d'autre de la porteuse, c'est-à-dire quand l'excursion de fréquence a une valeur élevée, la transmission est particulièrement sensible aux irrégularités de propagation. En particulier, les effets du fading sélectif sont redoutables. En fait, quand l'indice de modulation est élevé et le spectre large, la MF ne peut être utilisée que dans le cas de transmissions en vue directe.

Cela étant, les principales applications de la MF sont actuellement les suivantes :

**1° Radiodiffusion.** La MF permet de réaliser des transmissions de radiodiffusion de haute qualité. Mais, compte tenu de la largeur du spectre H.F. et des conditions de propagation, ces transmissions ne sont faites que sur des fréquences élevées correspondant à des longueurs d'ondes métriques.

Le réseau existant aux États-Unis est constitué par des émetteurs fonctionnant entre 43 et 50 Mc/s ; l'indice  $m$  est supérieur à 5 ; l'excursion  $\Delta\Omega$  est de 75 kc/s. La bande basse-fréquence transmise s'étend jusqu'à 15 000 c/s.

La puissance des émetteurs est en général de quelques kilowatts, parfois de quelques dizaines de kilowatts.

**REMARQUE I.** — Dans le cas de la modulation par une bande de fréquences, la largeur du spectre correspondant à une basse-fréquence unique dépend de l'ampli-

tude relative de cette fréquence et de sa position dans la bande qui influe à son tour sur l'indice de modulation  $m$ . Compte tenu du fait que dans le spectre basse-fréquence de la modulation de radiodiffusion la plus grande partie de l'énergie est concentrée sur

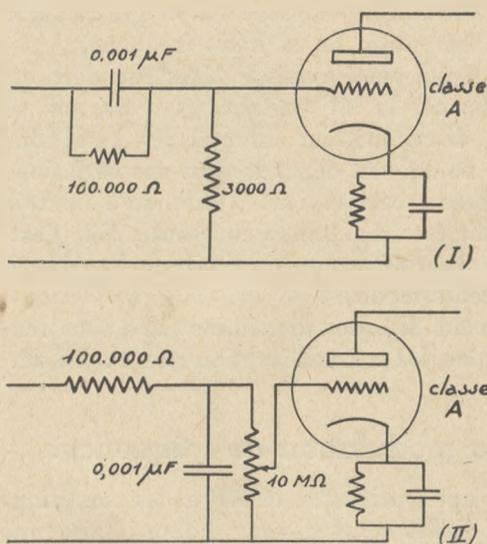


FIG. 30.

les fréquences inférieures à 1500 c/s, les spectres élémentaires correspondant aux fréquences supérieures sont relativement étroits et l'on se trouve relativement peu protégé contre les bruits de fond aigus. Par le procédé de la préaccentuation à l'émission, corrigée à la réception, on élargit, en cours de transmission, les spectres correspondant à la partie du spectre B. F. supérieure à 1500 c/s.

La préaccentuation est obtenue à l'aide d'un dispositif tel que celui de la figure 30 (I) placé sur l'arrivée B. F. dans l'émetteur ; la désaccentuation est réalisée par le dispositif de la figure 30 (II) placé sur la sortie B. F. du récepteur.

Par l'effet du dispositif de préaccentuation, on peut admettre à peu près que pour les fréquences inférieures à 1500 c/s on fonctionne en MF ; pour les fréquences supérieures on fonctionne en MΦ.

**REMARQUE II.** — Quand deux émetteurs fonctionnent sur la même fréquence, l'emploi de la MF réduit, par rapport à la MA, la zone dans laquelle les émetteurs se brouillent l'un l'autre.

Supposons (fig. 31) que nous nous déplaçons entre deux émetteurs  $E_1$  et  $E_2$  fonctionnant en MF.

En MA, dans toute la zone  $A_1A_2$ , il y a gêne de l'un des émetteurs par l'autre, les champs respectifs différant par exemple de moins de 35 db. En MF, ce brouillage réciproque n'intervient que dans la zone beaucoup plus étroite  $F_1 F_2$  où le champ du poste considéré comme brouilleur est supérieur en amplitude au demi-champ de l'autre : entre  $E_1$  et  $F_1$ , c'est  $E_1$  qui a la commande, entre  $E_2$  et  $F_2$  c'est  $E_2$ .

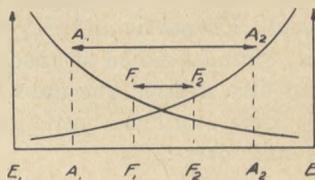


FIG. 31.

2° « Carrier shift ». Une application très importante de la MF est le procédé de transmission radiotélégraphique à grande distance dit « carrier shift ». C'est un procédé de manipulation avec fréquence de repos et fréquence de travail ; ces deux fréquences sont séparées par un intervalle de fréquences de 400 à 1200 c/s.

Ce procédé de manipulation tend, pour les liaisons radiotélégraphiques intercontinentales sur ondes décamétriques, à prendre la place des systèmes fonctionnant auparavant par tout ou rien, en manipulation sur l'amplitude. La supériorité du « carrier shift » sur la télégraphie en MA s'est en effet révélée indiscutable. On a pu préciser qu'en moyenne,

un système MF « carrier shift » utilisant deux récepteurs en diversity et un système MA utilisant trois récepteurs donnaient des résultats comparables, un gain de 11 db étant réalisé, à l'émission, en MF.

C'est particulièrement quand les conditions de propagation sont difficiles que l'avantage du « carrier shift » est le mieux marqué. Ce système permet l'utilisation systématique de téléimprimeurs aux bouts de la liaison.

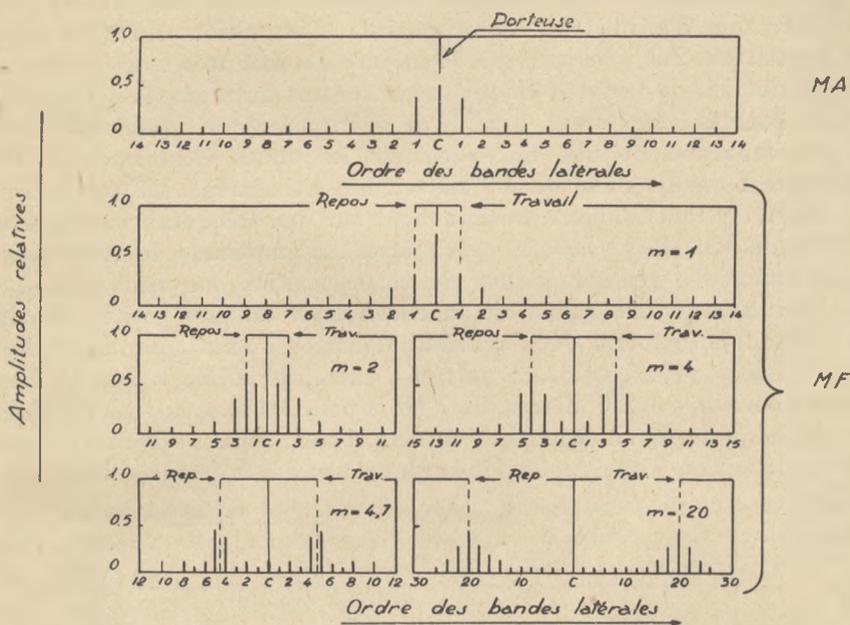


FIG. 32.

**REMARQUE.** — Les courbes de la figure 32 donnent l'image du spectre de fréquence correspondant à la MA et au système « carrier shift », dans le cas de manipulation par des signaux carrés.

Dans le cas du « carrier shift », les spectres sont donnés pour différentes valeurs de l'indice  $m$ ,  $m$  étant ici le rapport du demi-intervalle de fréquence existant entre le repos et le travail à la fréquence de manipulation.

**3° Téléphotographie.** — La MF est employée en téléphotographie. Si l'on fait une reproduction d'images par blancs et noirs (fac-similés), on utilise une manipulation sur deux fréquences distantes, par exemple, de 1200 c/s ; si l'on fait une reproduction avec dégradés, on utilise une déviation de fréquence variable qui peut atteindre quelques milliers de cycles.

Ces transmissions téléphotographiques peuvent être effectuées sur des liaisons à grande distance avec onde porteuse décadrétique.

**4° Postes militaires.** — La MF est souvent employée dans les

postes militaires, en particulier dans des postes de chars. La fréquence porteuse est comprise entre 20 et 40 mc/s (15 à 7,50 m de longueur d'onde).

La MF présente ici l'avantage d'être peu sensible aux parasites locaux et d'être bien défendue contre les brouillages ; cependant, si ces derniers étaient trop puissants ils pourraient étouffer le signal.

5° **Altimètres.** — La MF est employée à bord des avions pour la réalisation d'altimètres. Les dispositifs à impulsions du type radar ne permettent pas, par principe, la mesure de distances trop courtes et, en particulier, ne peuvent être d'aucun secours au moment de l'atterrissage ; pour le comprendre, il suffit de se rappeler que pendant la durée d'une impulsion de une micro-seconde les ondes électromagnétiques parcourant une longueur de 300 mètres. Les altimètres à MF comportent un émetteur fonctionnant pratiquement sur une fréquence moyenne de l'ordre de 500 Mc/s. ( $\lambda = 60$  centimètres). L'amplitude de la variation de fréquence à réaliser autour de cette position moyenne doit être d'autant plus grande que la distance à mesurer est plus petite ; les altimètres ont en général deux sensibilités correspondant, par exemple, à une amplitude d'excursion de part et d'autre, de 20 Mc/s pour les hauteurs inférieures à 120 mètres, de 2 Mc/s pour les hauteurs plus élevées.

Quoiqu'il en soit, à chaque instant, l'onde émise à bord et l'onde qui revient à bord après réflexion sur le sol ont des fréquences différentes.

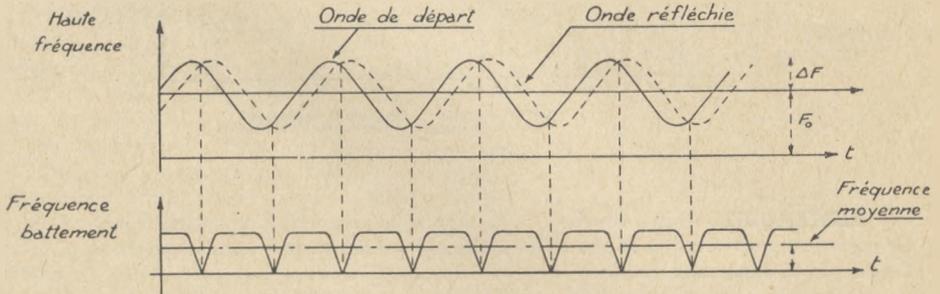


FIG. 33.

Un battement se produit dont la fréquence moyenne est utilisée pour donner, sur un appareil à lecture directe, la hauteur au dessus du sol (figure 33).

6° **Faisceaux hertziens.** — L'emploi de la MF est fait pour la réalisation de « faisceaux hertziens » qui, sur porteuse en « hyperfréquences », transportent un plus ou moins grand nombre de voies téléphoniques (de 6 à plusieurs centaines) ou une modulation de télévision. Les avantages ou inconvénients respectifs de la MF ou de la modulation par impulsions (MI) semblent devoir être déterminés dans chaque cas par les résultats d'expérience.

## CHAPITRE V

# MODULATION PAR IMPULSIONS

5.5. — Dans les deux chapitres précédents nous avons étudié les procédés de modulation dans lesquels le signal à transmettre agit soit sur l'amplitude (chapitre III), soit sur la fréquence (chapitre IV) de l'onde porteuse. Dans l'un et l'autre cas le signal agit *en permanence* sur la modulation et, à la distorsion près, ce signal est transmis dans toutes ses variations.

Dans les systèmes utilisant la modulation dite par impulsions le signal n'agit plus directement et de façon continue sur l'onde porteuse de haute-fréquence. Il agit *de façon discontinue* par l'intermédiaire d'impulsions ; ces impulsions doivent être telles que restituées, à la réception, par le détecteur, elles permettent de reproduire le signal dans son intégralité, avec une fidélité suffisante.

Nous voyons donc que la modulation par impulsions est effectuée de façon générale *en deux temps* :

a) En premier lieu, on substitue au signal réel un *signal intermédiaire* constitué par une succession d'impulsions ; ces impulsions sont telles qu'elles permettent de retrouver le signal réel.

b) Ensuite, à l'aide du signal intermédiaire, on module la haute-fréquence porteuse par l'un des procédés connus.

Dès lors, le schéma le plus simple d'une liaison utilisant la modulation par impulsions est le suivant (figure 1) :

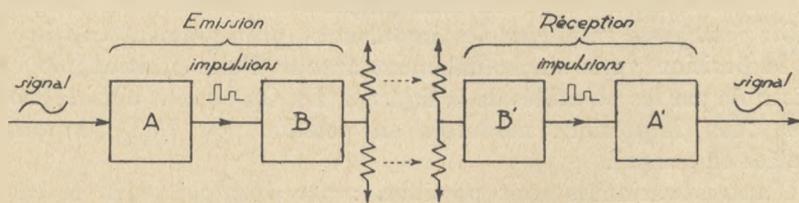


FIG. 1.

- *A l'émission :*

Dans A, les impulsions de modulation sont obtenues à partir du signal.

Dans B, ces impulsions modulent l'onde porteuse de haute-fréquence.

- *A la réception, de façon symétrique :*

Dans B', les impulsions sont restituées par le détecteur qui termine le récepteur.

Dans A', le signal est reproduit à l'aide des impulsions par filtrage et nouvelle détection.

Dans le schéma de la figure 1 les éléments qui sont en principe nouveaux pour nous sont les éléments A et A'. Les questions qui se posent à leur propos sont les suivantes :

Comment, dans A, traduire un signal en impulsions ?

Comment, dans A', reconstituer le signal à partir des impulsions ?

Nous allons répondre d'abord à la première question ; puis pour pouvoir répondre à la seconde nous donnerons quelques renseignements sur les spectres de fréquences correspondant aux signaux « impulsions ».

### 5.51. — Traduction du signal par des impulsions.

Supposons, pour fixer les idées, que nous ayons affaire à un signal sinusoïdal tel que celui représenté sur la figure 2 (A).

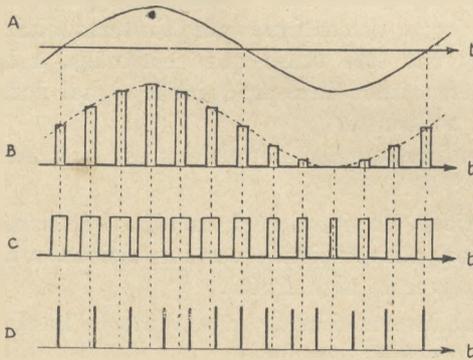


FIG. 2.

On peut faire correspondre à ce signal des impulsions dont l'amplitude varie suivant la loi sinusoïdale considérée, comme il est indiqué sur la figure 2 (B). Nous appelons ce procédé de modulation procédé IMA (impulsions modulées en amplitude).

On peut utiliser des impulsions (figure 2 (C)) dont la largeur, en fait la durée, varie autour d'une valeur moyenne suivant la loi sinusoïdale à transmettre. On dit que l'on a une modulation IML (impulsions modulées en largeur).

On peut aussi employer des impulsions (pratiquement très brèves) dont la position varie sinusoidalement autour d'une position moyenne représentée par les pointillés de la figure 2 (D). On obtient ainsi la modulation IMP (impulsions modulées en position) ou IMT (impulsions modulées en temps).

D'autres variantes sont possibles : par exemple, dans le cas de IMA, on pourrait utiliser des impulsions positives ou négatives ayant,

en valeur instantanée, le signe du signal ; dans le cas de IML on peut obtenir la variation de largeur en déplaçant symétriquement comme sur la figure 2 les frontières gauche et droite de l'impulsion, mais on peut aussi ne déplacer que l'une de ces frontières, l'autre restant fixe.

Nous donnons un peu plus loin les caractéristiques et fixons les conditions d'emploi des différents systèmes de modulation par impulsions.

Nous indiquons maintenant, à titre d'exemples, des schémas de montage permettant d'obtenir IMA, IML et IMP.

1° - Le montage de la figure 3 permet d'obtenir des impulsions

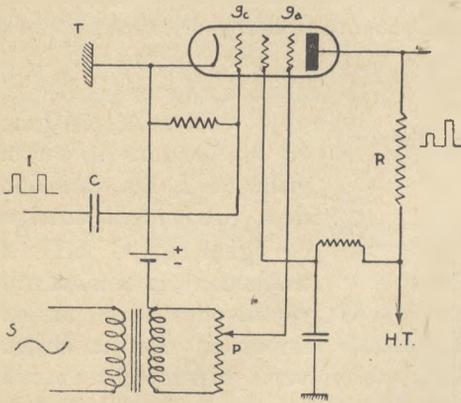


FIG. 3.

la grille d'arrêt  $g_a$ . Aux bornes de la résistance R qui charge la plaque on obtient des impulsions modulées en amplitude.

Les représentations de la figure 4 dans laquelle  $i_p$  représente le courant plaque et  $v_{g_a}$  la tension de la grille d'arrêt expliquent le fonctionnement du système.

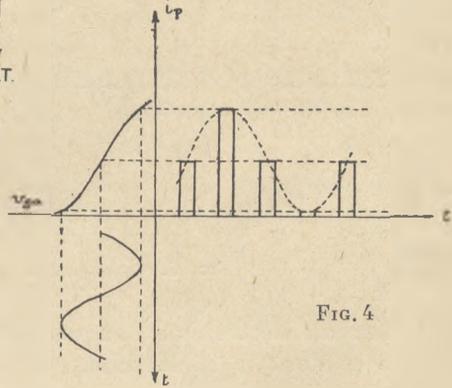


FIG. 4

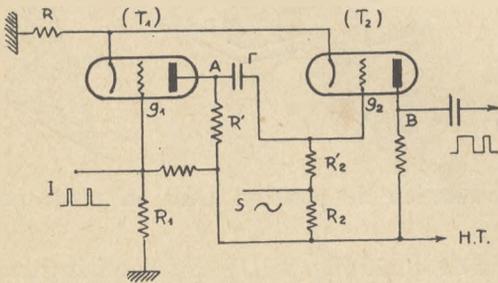


FIG. 5.

la résistance  $R_2$  placée dans le circuit grille de  $T_2$ .

2° - Le montage de la figure 5, du type multi-vibrateur, permet d'avoir des impulsions modulées en durée (IML) ; il comporte deux lampes  $T_1$  et  $T_2$ , les impulsions I sont appliquées sur la résistance  $R_1$  située dans le circuit grille de la première lampe, le signal S est appliqué sur

Au départ, en l'absence d'impulsions, la lampe  $T_2$  ayant une polarisation de grille positive débite. La chute de tension produite dans  $R$  bloque la lampe  $T_1$ .

Quand une impulsion arrive sur  $R_1$ , un courant passe dans le circuit plaque de  $T_1$  ; une chute de tension se produit dans  $R'$  et le potentiel du point A baisse. Cette chute de tension est transmise par le condensateur  $\Gamma$  à la grille  $g_2$  de la lampe  $T_2$  ; il n'y a plus de courant plaque dans  $T_2$ , le potentiel du point B s'élève ; ce deuxième état du système, provoqué par l'impulsion, dure tant que la tension  $v_{g_2}$  est négative ; sa durée, supérieure à celle de l'impulsion de commande, est fixée par la constante de temps du circuit ( $\Gamma R'R_2R'_2$ ) dans lequel se décharge le condensateur  $\Gamma$ .

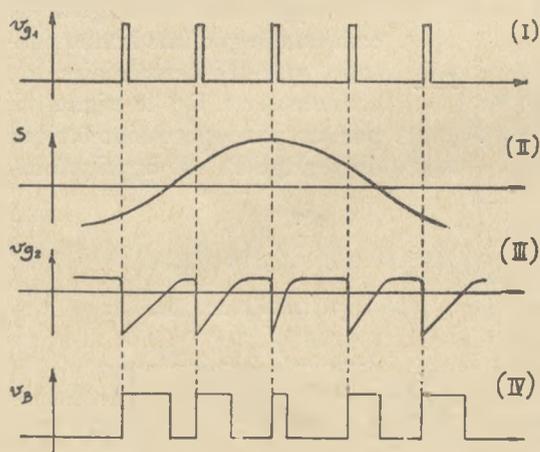


FIG. 6.

Si maintenant le signal  $S$  (figure 6 (II)) est appliqué sur la résistance  $R_2$  placée dans le circuit grille de  $T_2$  les variations de  $v_{g_2}$  dépendent aussi de ce signal (fig. 6 (III)) et, finalement, la tension utile  $v_B$  est constituée par des impulsions dont la largeur varie sinusoidalement, comme le signal lui-même, à la distorsion près que peut introduire le système.

Les impulsions de durée variable peuvent également être obtenues à l'aide

d'un pinceau électronique, auquel est imposé un balayage horizontal linéaire et dont le déplacement vertical est commandé par le signal appliqué à des plaques horizontales  $H$ .

Dans le système  $P L M$  correspondant à la figure 5 les impulsions dont la largeur varie ont une frontière fixe et une frontière variable.

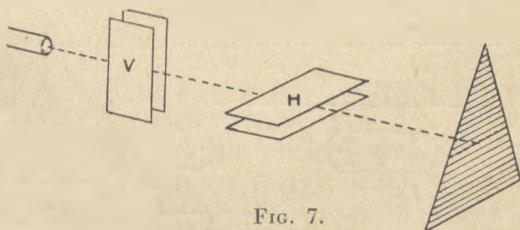


FIG. 7.

3° - Pour obtenir une modulation de position IMP on peut, par exemple :

a) partir d'une modulation de durée (fig. 8 (II)) que l'on fait passer dans un circuit différentiateur, et supprimer dans la double série d'impulsions obtenues (8 (II)), les impulsions qui correspondent à la frontière fixe de l'impulsion initiale ; d'où la série d'impulsions (8 (III)) ;

b) partir d'une onde sinusoïdale modulée en phase par le signal, puis écrêtée et dérivée ;

c) utiliser un pinceau électronique et une mire constituée par une mince bande conductrice placée suivant l'hypoténuse du triangle de la figure 7.

**REMARQUE.** — Les dénominations anglo-saxonnes pour les systèmes de modulation par impulsions que nous venons de considérer sont les suivantes : pour IMA, PAM (pulse amplitude modulation) ; pour IML, PLM (pulse length modulation) ; pour IMP ou IMT, PPM (pulse position modulation) ou PTM (pulse time modulation).

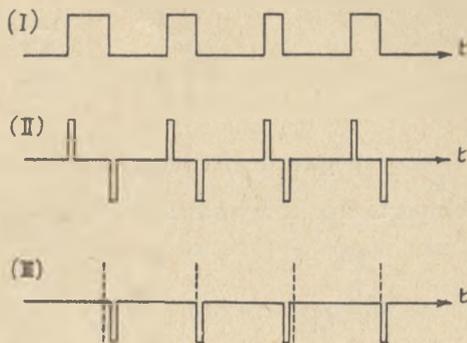


FIG. 8.

### 5.52. — Spectres de fréquences.

Nous allons considérer maintenant les spectres de fréquences correspondant *au signal intermédiaire* que constituent les impulsions modulées elles-mêmes par le signal à transmettre, supposé sinusoïdal. Mais nous allons, au préalable, rappeler quel est le spectre de fréquences correspondant à des impulsions périodiques non modulées.

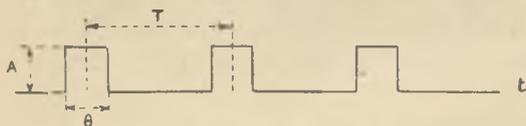


FIG. 9.

**1° - Impulsions non modulées.** — Considérons tout d'abord une série périodique (période T, fréquence F) d'impulsions ayant une amplitude A et une durée  $\theta$  (figure 9).

Par développement en série de Fourier on a :

$$f_1(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{n \dots \infty} a_n \cos n\omega t$$

avec

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi F,$$

$$a_0 = \frac{A\theta}{T},$$

et

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}} A \cos n\omega t \, dt = \frac{2A\theta}{T} \cdot \frac{\sin \frac{n\pi\theta}{T}}{\frac{n\pi\theta}{T}}.$$

Donc :

$$f_1(t) = \frac{\Lambda \theta}{T} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{n \dots \infty} \frac{\sin \frac{n\pi \theta}{T}}{\frac{n\pi \theta}{T}} \cos n\omega t \right]$$

Le spectre de fréquences a l'allure représentée sur la figure 10. Il comporte une composante continue d'amplitude  $\frac{\Lambda \theta}{T}$  et des composantes

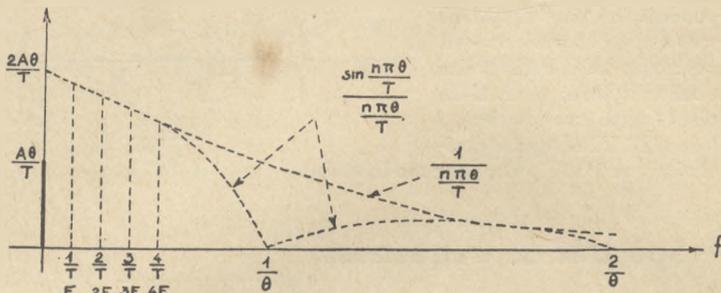


FIG. 10.

sinusoïdales correspondant aux fréquences  $F, 2F \dots$ . Pour l'interpréter il faut noter qu'au point de vue des ordres de grandeur on a, par exemple,  $T = 10^{-4}$  et  $\theta = 10^{-6}$  seconde,  $\frac{1}{\theta}$  correspondant par conséquent à  $\frac{100}{T}$ .

En pratique, les impulsions obtenues ayant des frontières qui ne sont pas verticales, seules existent les premières composantes du spectre.

2° - Impulsions modulées en amplitude (IMA).

A - Supposons que le train d'impulsions considéré au 1° soit modulé en amplitude, de façon telle qu'une quelconque impulsion, pendant

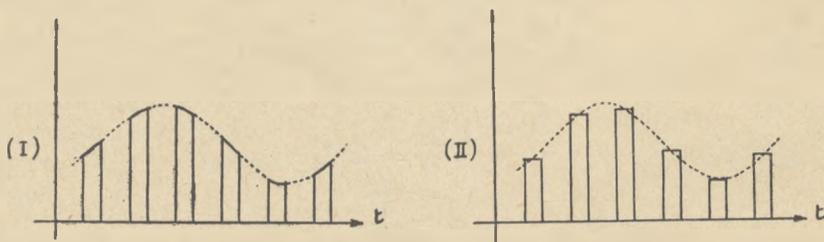


FIG. 11.

toute sa durée, suive la modulation (figure 11 (I)) L'amplitude  $A$  étant maintenant une fonction  $A(t)$  de  $t$ , on a :

$$\Lambda(t) = A_0(1 + k \sin \alpha t),$$

avec  $\alpha = 2\pi f$ , et

$$f_2(t) = \frac{A_0 \theta}{T} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi \theta}{T}}{\frac{n\pi \theta}{T}} \cos n\omega t \right] [1 + k \sin \alpha t].$$

On voit ainsi paraître dans le spectre la fréquence de modulation  $f$  au voisinage de la composante continue. De plus, de part et d'autre de la fréquence  $nF$ , qui se trouve modulée en amplitude, apparaissent des fréquences latérales  $nF + f$  et  $nF - f$ .

Le spectre du signal intermédiaire a ainsi l'allure représentée sur la figure 12 (I).

Dans le cas où le signal modulant est un signal complexe comportant un spectre basse-fréquence on obtient un spectre video tel que celui représenté sur la figure 12 (II). On trouve le spectre basse-fréquence du signal au voisinage de la composante continue et on le retrouve symétriquement placé de part et d'autre de chacune des composantes  $F, 2F, 3F, \dots, nF \dots$

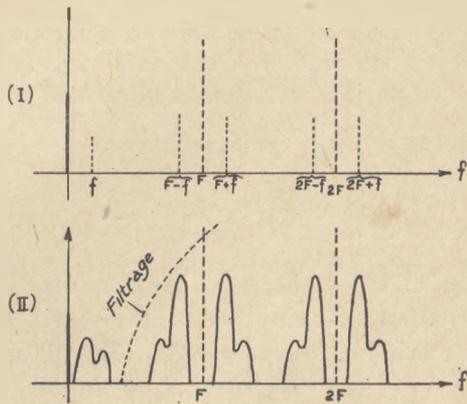


FIG. 12.

B - En IMA, dans les cas de la réalité, contrairement à

ce qui est supposé au paragraphe précédent A, l'amplitude d'une pulsation ne varie pas, le plus souvent, en cours de pulsation (figure 11 (II)). Le calcul précédent ne s'applique plus en toute rigueur. Cependant, compte tenu de la brièveté relative des impulsions, les résultats sont pratiquement inchangés et le spectre video a l'allure représentée sur la figure 12.

3° Impulsions modulées en largeur (IML).

A - Nous supposons que la durée de l'impulsion soumise à la modulation sinusoïdale est de la forme

$$\theta = \theta_0(1 + k \sin \alpha t), \quad \text{avec } \alpha = 2\pi f.$$

Nous considérons donc des impulsions qui sont modulées pendant toute leur durée et dont les deux flancs se déplacent symétriquement de part et d'autre d'une position moyenne.

En l'absence de modulation :

$$f(t) = f_1(t) = \frac{A\theta_0}{T} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi\theta_0}{T}}{\frac{n\pi\theta_0}{T}} \cos n\omega t \right]$$

En présence de la modulation :

$$f_2(t) = \frac{A\theta_0}{T} \left[ (1 + k \sin \alpha t) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \left[ \frac{n\pi\theta_0(1 + k \sin \alpha t)}{T} \right]}{\frac{n\pi\theta_0}{T}} \cos n\omega t \right]$$

Au terme  $(1 + k \sin \alpha t)$  correspondent dans le spectre une composante continue et à son voisinage la basse-fréquence de modulation  $f$ .

Considérons, dans la deuxième partie de l'expression entre crochets, le terme  $\sin \left[ \frac{n\pi\theta_0}{T} (1 + k \sin \alpha t) \right]$ .

En posant  $\frac{\pi\theta_0}{T} = B$ , on a :

$$\begin{aligned} \sin nB(1 + k \sin \alpha t) &= \sin nB \cdot \cos (nBk \sin \alpha t) + \cos nB \cdot \sin (nBk \sin \alpha t) \\ \text{avec } \cos (nBk \sin \alpha t) &= J_0(nBk) + 2[J_2(nBk) \cos 2\alpha t + J_4(nBk) \cos 4\alpha t + \dots] \\ \sin (nBk \sin \alpha t) &= 2[J_1(nBk) \sin \alpha t + J_3(nBk) \sin 3\alpha t + \dots] \end{aligned}$$

On voit donc que le deuxième terme entre crochets donne dans le spectre les fréquences  $F, 2F, \dots, nF, \dots$ , avec, de part et d'autre de la fréquence  $nF$ , les fréquences latérales basses  $nF - f, nF - 2f, nF - 3f, \dots$

et les fréquences latérales hautes  $nF + f, nF + 2f, nF + 3f, \dots$

Les amplitudes de ces composantes de modulation sont déterminées en amplitude, pour celles qui entourent  $nF$ , par les valeurs des fonctions de Bessel

$$J_0(nBk), \quad J_1(nBk), \dots,$$

$$\text{avec } B = \frac{\pi\theta_0}{T}.$$

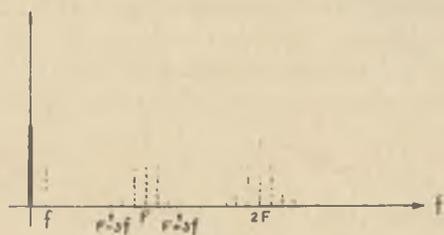


FIG. 13.

Remarquons que, pour le spectre qui entoure  $F(n = 1)$ , l'argument  $Bk = \pi \cdot \frac{\theta_0}{T} \cdot k$  est petit, inférieur à  $\frac{1}{100}$ . Les amplitudes des composantes  $F \pm 2f, F \pm 3f, \dots$  proportionnelles à  $J_2(Bk), J_3(Bk), \dots$  sont relativement petites comme ces quantités elles-mêmes ; leur amplitude est en particulier faible par rapport à celle de la fréquence  $f$ . Par contre l'amplitude

de  $F \pm f$  a la même valeur  $A \cdot \frac{b_0}{T} \cdot k$  que celle de  $f$ ; on le voit en remarquant que  $2J_1(kB) \simeq k \cdot B$ .

*B* - Si nous supposons maintenant que la largeur de l'impulsion ne suit pas la modulation pendant toute la durée de l'impulsion, mais dépend simplement de la modulation au centre de l'impulsion, la forme du spectre n'est pratiquement pas changée par rapport au spectre de *A*. Cela résulte, comme dit pour IMA dans un cas analogue, de la faible valeur de  $\frac{b}{T}$ .

*C* - La faible valeur de  $\frac{b}{T}$  nous permet d'admettre également que le spectre a l'allure de la figure 12 correspondant au paragraphe *A* précédent, quand une seule des frontières du signal varie en cours de modulation.

4° - **Impulsions modulées en position (IMP)**. — Soit  $D = D_0 \sin \alpha t$  le déplacement, *compté en temps*, des impulsions autour de l'emplacement qu'elles occuperaient si elles n'étaient pas modulées.

On a ici :

$$f_s(t) = \frac{A b}{T} \left[ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi b}{T}}{\frac{n\pi b}{T}} \cos n\omega(t - D_0 \sin \alpha t) \right],$$

avec :

$$\begin{aligned} \cos n\omega(t - D_0 \sin \alpha t) &= \cos n\omega t \cdot \cos (n\omega D_0 \sin \alpha t) + \sin n\omega t \cdot \sin (n\omega D_0 \sin \alpha t) \\ \text{et } \cos (n\omega D_0 \sin \alpha t) &= J_0(n\omega D_0) + 2[J_2(n\omega D_0) \cos 2\alpha t \\ &\quad + J_4(n\omega D_0) \cos(4\alpha t) + \dots \\ \sin (n\omega D_0 \sin \alpha t) &= 2[J_1(n\omega D_0) \sin \alpha t + J_3(n\omega D_0) \sin(3\alpha t) + \dots \end{aligned}$$

Le spectre comporte des fréquences  $F, 2F, \dots, nF$ ; autour de  $nF$  apparaissent sous l'effet de la modulation les fréquences  $nF \pm f, nF \pm 2f, \dots$  les amplitudes respectives étant proportionnelles à

$$J_0(n\omega D_0), \quad J_1(n\omega D_0) \dots \quad \text{Pratiquement } n\omega D_0 \ll 1.$$

Mais contrairement à ce qui se passe dans la modulation IMA ou IML, *aucun spectre basse-fréquence* n'apparaît au voisinage de la composante continue.

La modulation de position que nous venons de considérer, agissant pendant toute la durée de l'impulsion, fait théoriquement apparaître une modulation de largeur mais celle-ci est négligeable.

**REMARQUE** — Nous avons dans l'exposé ci-dessus supposé que la période de la modulation était brève par rapport à la durée de l'impulsion. Cela est vrai pratiquement dans le cas de la modulation provoquée par les signaux utiles mais cela peut ne pas être vrai pour la modulation parasite produite par les bruits.

**5° Modulation par impulsions d'une onde modulée en fréquence.** —

Dans les paragraphes précédents et pour les différents systèmes de modulation examinés nous avons considéré un signal intermédiaire constitué par des impulsions et un spectre correspondant à une fonction  $f(t)$ . Nous avons :

- dans le 1<sup>o</sup>, des impulsions non modulées et une fonction  $f_1(t)$ ,
- dans le 2<sup>o</sup>, des impulsions IMA et une fonction  $f_2(t)$ ,
- dans le 3<sup>o</sup>, des impulsions IML et une fonction  $f_3(t)$ ,
- dans le 4<sup>o</sup>, des impulsions IMP et une fonction  $f_4(t)$ .

Le signal intermédiaire agissant sur l'amplitude de l'onde porteuse (pulsation  $\Omega$ , fréquence  $\Phi$ ), on obtient un spectre haute-fréquence défini par :

$$\varphi(t) = f(t) \cdot \sin \Omega t.$$

De part et d'autre de la fréquence  $\Phi$ , nous savons que le spectre haute-fréquence comporte, symétriquement placées, deux images du spectre du signal intermédiaire correspondant à  $f(t)$ .

L'information étant portée par le signal intermédiaire, seuls les cas 2<sup>o</sup>, 3<sup>o</sup>, 4<sup>o</sup> correspondent à l'envoi d'un signal.

D'autre part le procédé 2<sup>o</sup> n'apportant aucune amélioration du rapport signal/bruit, seuls les procédés 3<sup>o</sup> et 4<sup>o</sup> sont pratiquement employés (voir 5.56).

Remarquons au passage que dans le procédé 2<sup>o</sup> (IMA) on peut écrire :

$$\varphi_2(t) = f_2(t) \cdot \sin \Omega t = f_1(t)(1 + k \sin \alpha t) \sin \Omega t,$$

ce qui veut dire qu'il revient au même d'agir sur une onde porteuse ( $\Omega$ ) par des impulsions modulées en amplitude, ou d'agir sur une onde porteuse ( $\Omega$ ) déjà modulée en amplitude à l'aide d'impulsions non modulées.

Ceci nous amène à considérer un système de modulation dans lequel un signal intermédiaire constitué par des impulsions non modulées agit sur une haute-fréquence modulée en fréquence par le signal.

En l'absence de modulation par le signal, l'émission haute-fréquence n'est autre que

$$\varphi(t) = \varphi_1(t) = f_1(t) \cdot \sin \Omega t.$$

Quand l'onde porteuse est modulée en fréquence, on a :

$$\varphi_3(t) = f_1(t) \sin \left( \Omega t + \frac{\Delta \Omega}{\alpha} \sin \alpha t \right),$$

ou

$$\varphi_{\delta}(t) = \frac{A\theta}{T} \left( 1 + 2 \sum_{n=1}^{n \dots \infty} \frac{\sin \frac{n\pi\theta}{T}}{\frac{n\pi\theta}{T}} \cos n\omega t \right) \sin \left( \Omega t + \frac{\Delta\Omega}{\alpha} \sin \alpha t \right).$$

Le spectre haute-fréquence est complexe ; il est composé par la superposition de spectres de modulation de fréquence de même indice de modulation  $\frac{\Delta\Omega}{\alpha}$  et centrés respectivement sur les pulsations  $\Omega \dots \Omega \pm n\omega \dots$

On rappelle que  $\alpha$  est la pulsation du signal à transmettre, que  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  est la pulsation qui correspond à la période  $T$  de répétition des impulsions, que  $\Omega$  est la pulsation de la porteuse haute-fréquence.

**REMARQUE I.** — Nous appelons IMF (impulsions modulées en fréquence) le système de modulation défini ci-dessus dans lequel une porteuse modulée en fréquence par le signal est découpée par des impulsions non modulées.

Il ne faut pas confondre ce système auquel ne correspond pas la figure 1 avec celui dans lequel le signal ferait varier la cadence des impulsions agissant sur une haute-fréquence de valeur fixe.

**REMARQUE II.** — Si nous considérons *isolément* une impulsion *haute-fréquence*, ses éléments caractéristiques sont son amplitude, sa largeur, sa position, la valeur de la haute-fréquence correspondante. Nous mettons ainsi en évidence quatre paramètres ; nous agissons sur l'un ou l'autre d'entre eux pour obtenir IMA, IML, IMP ou IMF.

### 5.53. — Choix du système de modulation et de la fréquence de répétition des impulsions.

Nous venons de définir ci-dessus les procédés de modulation IMA, IML, IMP. Leurs caractéristiques essentielles sont les suivantes :

a) La modulation de l'amplitude IMA est facile à réaliser.

À la réception, si la fréquence de répétition des impulsions (voir en fin de paragraphe) est bien choisie, il est possible, comme le montre la figure 12, par filtrage avant détection, de séparer le spectre basse-fréquence du signal qui porte toute l'information des spectres qui entourent les fréquences  $F, 2F \dots$ . Cette opération de filtrage et la détection finale qui la suit se produisent dans l'élément  $A'$  de la figure 1.

La détection finale est facile.

Mais la IMA ne tolère pas de dispositifs non linéaires ; elle ne permet pas d'améliorer dans le récepteur le rapport signal/bruit.

Le « fading » possible, en cours de trajet radioélectrique, ne permet pas d'avoir un équivalent constant de transmission.

b) La modulation de largeur (IML) est un peu plus compliquée à réaliser que la modulation IMA.

A la réception, et pour une fréquence de répétition d'impulsions suffisante, le spectre basse-fréquence du signal est facile à séparer des spectres entourant  $F$ ,  $2F$ ...

La détection finale se produit dans les mêmes conditions que dans le cas IMA.

La modulation de durée (IML) permet d'utiliser des dispositifs non linéaires (écrêteurs par exemple) ; on peut dans le récepteur (élément  $A'$  de la figure 1) augmenter le rapport signal/bruit.

**REMARQUE.** — Dans les cas  $a$  (IMA) et  $b$  (IML) il existe en pratique dans la bande conservée par filtrage des harmoniques de modulation provenant soit de cette bande elle-même soit des bandes voisines (entourant  $F$ ,  $2F$ ...). On peut tolérer 10 % d'harmoniques pour la téléphonie commerciale, 1 % pour la radiodiffusion, 0,1 % pour le multiplex ; un problème difficile se pose dans ce dernier cas pour réduire les harmoniques à un aussi faible niveau.

c) La modulation de position (IMP) est en général obtenue à l'émission, soit à partir de IMA, soit à partir de IML.

La durée des impulsions peut être brève et la puissance moyenne d'émission relativement faible par rapport à la puissance de crête. La puissance moyenne à l'émission est constante en modulation, comme cela se produit en modulation de fréquence simple, et cela présente des avantages ; il n'en est pas de même en IMA, ni en IML.

Le spectre du signal intermédiaire ne comporte pas au voisinage de la composante continue un spectre basse-fréquence que l'on puisse à la réception isoler par filtrage passe-bas avant détection. On passe en général de IMP à IML avant filtrage et détection.

L'absence de spectre du signal au voisinage de la composante continue entraîne des avantages au point de vue diaphonie dans le cas d'une liaison multiplex ; la réalisation des transformateurs « video » est de son côté facilitée.

La modulation IMP n'est pas sensible aux distorsions non linéaires et permet dans le récepteur une amélioration du rapport signal/bruit.

Nous avons indiqué qu'avant détection finale un filtre passe-bas permettait, dans le spectre de la figure 12 (IMA) et dans celui de la figure 13 (IMP), de séparer le spectre du signal proprement dit, placé au voisinage de la composante continue, des parties du spectre entourant la fréquence  $F$ . Ce filtrage n'est possible que s'il n'y a pas chevauchement de la partie à éliminer et de la partie à conserver du spectre.

Pratiquement, en admettant que le spectre vocal à transmettre s'étende jusqu'à 3,4 kc/s, on obtient de bons résultats dès que la fréquence  $F$  de répétition des impulsions atteint 5 kcs. Mieux vaut cependant retenir la règle que la fréquence de répétition des impulsions doit

être au moins égale à 2 ou 3 fois la fréquence la plus élevée du signal à transmettre ; pour un spectre basse-fréquence s'étendant jusqu'à  $f = 3,4$  kcs, on prend  $F$  compris entre 8 et 10 kc/s.

Des procédés de modulation des impulsions que nous venons d'étudier, le procédé IMP est le plus utilisé en cours de transmission parce qu'il assure la meilleure défense contre les bruits. Les complications de schéma et de matériel qui en résultent sont moins graves qu'il ne paraît car, comme nous le disons un peu plus loin, la modulation par impulsions est de façon générale utilisée pour réaliser des dispositifs multiplex ; on peut s'arranger alors pour que les éléments de complication soient communs à un aussi grand nombre de voies que possible.

Nous allons maintenant dans ce qui suit préciser les conditions d'emploi de la modulation par impulsions et montrer comment cette modulation permet de réaliser des liaisons multiplex ; nous dirons ensuite quelques mots du problème du bruit.

### 5.54. — Emploi de la modulation par impulsions.

Si les impulsions utilisées avaient, comme nous l'avons supposé jusqu'ici, des frontières rigoureusement verticales, le spectre du signal intermédiaire correspondant s'étendrait sur une bande de fréquences infinie.

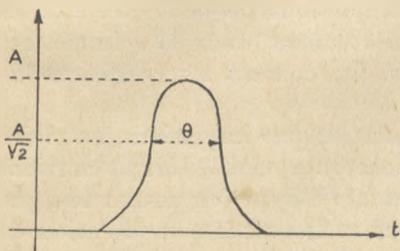


FIG. 14.

Dans la réalité il n'en est pas ainsi et une impulsion a une allure telle que celle représentée sur la figure 14 ; l'établissement et la cessation de l'impulsion ne sont pas instantanés ; si  $A$  est son amplitude

maximum on peut admettre que la largeur  $\theta$  correspond à l'amplitude  $\frac{A}{\sqrt{2}}$ .

Les impulsions de IMA ou IML ont en général des durées de quelques microsecondes, les impulsions de IMP ont des durées de quelques dixièmes de microseconde.

On admet, pour certains calculs approchés, que la forme d'une impulsion est trapézoïdale ou triangulaire. Plus le temps d'établissement  $\tau$  de l'impulsion est court, plus la bande passante spectrale est large. Cette bande passante est en fait, au maximum, égale à la bande passante du récepteur, soit  $2\Delta F$ .

On suppose aussi quelquefois, pour la commodité des calculs, que l'impulsion a la forme d'une courbe en cloche.

La constante de temps d'un circuit bouchon ayant, à 3 décibels, la même bande passante que le récepteur, serait :

$$\frac{2L}{R} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{2\Delta F}$$

Si l'on admet que le temps d'établissement de l'impulsion est à peu près égal à 3 fois cette constante de temps, on trouve finalement la relation approchée, mais simple et souvent employée :

$$\tau = \frac{1}{2\Delta F}$$

A  $\tau = 0,2 \cdot 10^{-6}$  sec. correspond une bande passante  $2\Delta F = 5 \cdot 10^6$  c/s.

Nous voyons donc que l'emploi d'impulsions, obligatoirement de courte durée, conduit à des bandes passantes de signal intermédiaire très étendues. Le rapport  $\frac{2\Delta F}{F}$  ne peut pratiquement excéder une certaine valeur ; par exemple avec un circuit en charge de coefficient de qualité  $Q$  on a  $\frac{2\Delta F}{F} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{50}$ , et par conséquent, pour  $2\Delta F = 5$  Mc/s,  $F = 250$  Mc/s.

Pratiquement la modulation par impulsions ne peut être utilisée qu'avec des porteuses haute-fréquence tombant dans la gamme des ondes centimétriques ou décimétriques. On connaît les conditions de propagation de ces ondes.

Il se trouve d'ailleurs que la modulation par impulsions, au moins quand celles-ci ont une amplitude constante (IML, IMP), convient particulièrement bien aux tubes générateurs d'hyperfréquences tels que les triodes jusqu'à 9 cm, les magnétrons et les tubes à modulation de vitesse. Elle permet d'autre part la réalisation facile de dispositifs multiplex tels que ceux dont nous parlons dans le paragraphe suivant.

Enfin, la modulation par impulsions permet d'avoir des puissances de signal élevées, avec des puissances moyennes d'émission relativement faibles.

### 5.55. — Liaisons multiplex à impulsions.

On sait comment on peut réaliser des liaisons multiplex en décalant les uns par rapport aux autres, *dans l'échelle des fréquences*, les différents canaux de fréquences qui correspondent aux différentes voies élémentaires. L'ensemble résultant du mélange de ces canaux est alors envoyé dans le modulateur.

La modulation par impulsions permet de réaliser des multiplex avec décalage *dans le temps* des différentes voies. Chacune des voies

élémentaires 1, 2, 3, ...  $n$ , ... est définie par des impulsions, comme dit plus haut, la fréquence de répétition de celles-ci étant la même pour toutes les voies. Les impulsions de la voie 2 sont décalées en retard par rapport aux impulsions de la voie 1 ; les impulsions de la voie 3 sont décalées en retard par rapport aux impulsions de la voie 2 et ainsi de suite. Les impulsions correspondant à l'ensemble des voies sont alors mélangées et le *signal intermédiaire résultant* ainsi obtenu sert à moduler la haute-fréquence porteuse. Ce signal résultant constitué par les impulsions de la voie 1, de la voie 2... est représenté sur la figure 15.

A la réception le signal de la figure 15 est reconstitué dans son en-

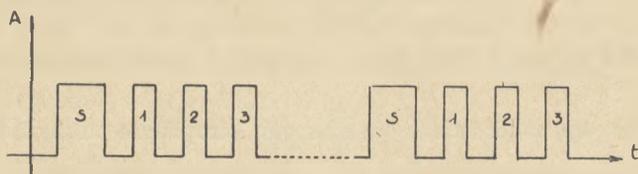


FIG. 15.

semble par une première détection. L'aiguillage des impulsions (1), (2)... vers les voies 1, 2... doit ensuite être effectué.

Un synchronisme doit être établi entre la réception et l'émission ; il est réalisé à l'aide d'impulsions (S), différentes des impulsions de voie (figure 15).

De toutes façons, quand on passe du système à une voie à un système à  $n$  voies, le nombre d'impulsions de définition, compte tenu des impulsions pilotes, est multiplié par  $(n + 1)$ . Nous avons vu que, pour un système à voie unique et pour une bande de fréquences vocales montant à 3400 c/s, il fallait pour fixer les idées une fréquence d'impulsions d'environ 10 000 c/s. Pour un dispositif à 8 voies la fréquence d'impulsions doit être portée à 90 000 c/s ; en position moyenne, deux impulsions successives sont dans cet exemple distantes de 11,1 microsecondes.

Les éléments caractéristiques des liaisons multiplex à impulsions sont les éléments qui assurent :

- à l'émission, la modulation par chaque voie des impulsions qui lui correspondent,

- à la réception, la discrimination et l'aiguillage des impulsions voie par voie,

- le synchronisme émission-réception.

Sans faire la nomenclature de tous les dispositifs imaginés nous donnons, un peu plus loin, après étude du problème du bruit, la description de deux ensembles multiplex à impulsions correspondant à des réalisations récentes.

### 5.56. — Le bruit dans la modulation par impulsions.

Quel que soit le type de modulation par impulsions considéré, le bruit résulte de l'action d'un signal parasite sur l'élément caractéristique de l'impulsion utilisé dans ses variations pour reproduire le signal utile, l'amplitude en IMA, la largeur en IML, la position en IMP.

Nous allons essayer, dans ce qui suit, pour voir le problème dans son ensemble, de définir l'efficacité de défense contre les bruits des principaux systèmes de modulation utilisés. On portera attention au fait que l'influence du bruit est caractérisée par un rapport de puissances ; dans ce qui suit  $W$  représente la puissance moyenne de l'onde porteuse ; les différents systèmes sont donc comparés à puissance moyenne égale.

1° - Cas des modulations simples sur l'amplitude ou sur la fréquence.

a) *En modulation d'amplitude classique, à une voie :*

$f_m$  = fréquence de modulation la plus élevée à transmettre,

$W = S^2$  = puissance du signal à l'entrée du récepteur,

$2Kf_m = B^2$  = puissance de bruit à l'entrée du récepteur,

On écrit, en définissant par un rapport d'énergies le rapport signal/bruit :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{W}{2Kf_m}$$

b) *En modulation d'amplitude classique, multiplex à n voies :*

On peut écrire, chaque voie, avant sa transposition dans l'échelle des fréquences, s'étendant jusqu'à la fréquence  $f_m$  :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{1}{n} \cdot \frac{W}{2Kf_m}$$

On suppose ici que la puissance utile par voie est la puissance totale disponible divisée par  $n$ , l'amplitude par voie étant obtenue en divisant l'amplitude totale par  $\sqrt{n}$  : on admet donc une *répartition statistique* des amplitudes entre les voies, ce qui n'est valable, en réalité que pour  $n$  assez grand.

c) *Modulation de fréquence classique, à une voie :*

Comme dit ci-dessus au paragraphe 5.44.,  $\mu$  étant l'indice de modulation correspondant à la fréquence  $f_m$  la plus élevée du spectre du signal, on a

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{W}{2Kf_m} \cdot 3\mu^2$$

d) *Modulation de fréquence classique, multiplex à n voies :*

D'après l'étude faite au paragraphe 5.44 on a, pour une voie :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{1}{n} \cdot \frac{W}{2Kf_m} \cdot \mu_k^2.$$

$\mu_k$  est l'indice de modulation correspondant à la fréquence centrale, après transposition, dans l'échelle des fréquences, de la voie considérée ;  $f_m$  est la fréquence la plus élevée d'un spectre d'une voie quelconque, avant transposition.

On suppose, ici encore, que c'est la puissance utile disponible qui se partage également entre les  $n$  voies.

2° - Cas de la modulation intermédiaire par impulsions.

a) *Modulation IMA (voie unique).*

Sous l'effet du bruit les impulsions reçues ont l'allure représentée sur la figure 16 (I) ; mais on peut bloquer le récepteur dans les intervalles entre impulsions et obtenir ainsi le signal 16 (II).

Pour déterminer le rapport signal/bruit considérons successivement le signal et le bruit :

Pour le signal utile, étant donné qu'en régime d'impulsions on n'émet que pendant le temps  $\theta$ ,

la puissance du signal en valeur de crête est multipliée par  $\frac{T}{\theta}$ , pour une même puissance moyenne.

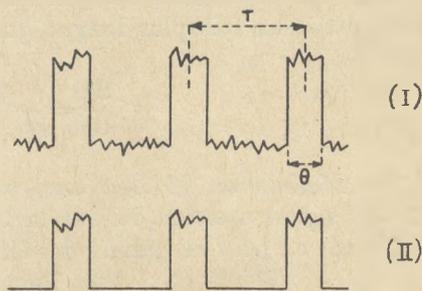


FIG. 16.

Mais la formule du paragraphe 5.52 (1°) :

$$f_2(t) = \frac{\Lambda_0 \cdot \theta}{T} \left( 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi\theta}{T}}{\frac{n\pi\theta}{T}} \cos n\omega t \right) (1 + k \sin \alpha t),$$

dans laquelle on suppose  $k = 1$ , montre que l'amplitude de la partie du signal intermédiaire conservée par filtrage avant détection, soit  $\frac{\Lambda_0 \theta}{T} \sin \alpha t$ , est égale à celle de l'amplitude du signal basse-fréquence  $\Lambda_0$ , multipliée par  $\frac{\theta}{T}$  ; la puissance correspondante est multipliée par  $\frac{\theta^2}{T^2}$ .

Multipliée par  $\frac{T}{\theta}$ , puis par  $\frac{\theta^2}{T^2}$ , la puissance du signal représentée par  $S^2$  est multipliée par  $\frac{\theta}{T}$ .

Le bruit n'agissant que pendant la fraction  $\frac{\theta}{T}$  du temps, la puissance de bruit est également multipliée par ce facteur.

Finalement, comme pour la modulation d'amplitude classique, on a :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{W}{2Kf_m}$$

$W$  étant la puissance moyenne reçue,  $f_m$  étant la fréquence la plus élevée dans le spectre du signal à transmettre.

L'utilisation de PAM n'entraîne aucune amélioration du rapport signal/bruit.

b) *Modulation IMA, multiplex à n voies.*

La puissance utile est partagée entre les impulsions des  $n$  voies et entre les impulsions de synchronisation dont nous supposons que la durée est deux fois plus longue que celle des impulsions de voie. On a donc :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{1}{n+2} \cdot \frac{W}{2Kf_m}$$

c) *Modulation IML à une voie.*

Le signal agissant ici sur la durée de l'impulsion et non sur son amplitude on peut introduire des éléments non linéaires dans le récepteur et l'action combinée de blocages et d'écrêteurs permet de passer de l'impulsion 17 (I) à l'impulsion 17 (II).

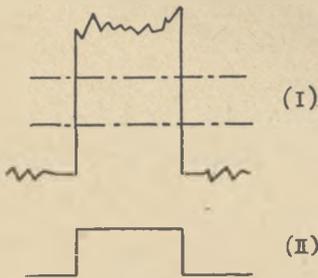


FIG. 17.

Mais un bruit subsiste cependant, car le bruit provoque, comme le signal, une variation de la largeur de l'impulsion dont les frontières ne sont pas parfaitement verticales. Sur la figure 18 on a représenté *avant écrêtage*

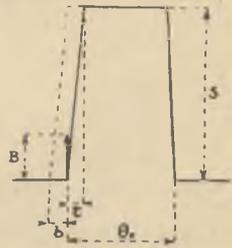


FIG. 18.

une impulsion, de durée  $\theta_0$  en l'absence de modulation et dans laquelle le temps d'établissement est égal à  $\tau$  ; on suppose que la variation de durée est produite par déplacement de la frontière gauche de l'impulsion. Un bruit d'amplitude  $B$  agissant sur cette frontière provoque un élargissement parasite  $b$  qui engendre un bruit.

On trouve ici (Libois-Onde Électrique - Novembre 1947)

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{W}{2Kf_m} \cdot \frac{\theta_0}{\tau}$$

On peut d'ailleurs remarquer, sans que cela constitue une démonstration, que si en IMA signal et bruit agissent pendant la fraction de temps commune  $\frac{\theta_0}{T}$ , en IML le signal agit pendant la fraction  $\frac{\theta_0}{T}$  et le bruit pendant la fraction  $\frac{\tau}{T}$ . Cette remarque doit permettre de se rappeler que quand on passe de IMA à IML il faut multiplier par  $\frac{\theta_0}{\tau}$ .

d) *Modulation IML, multiplex à n voies :*

On passe de (c) à (d), comme on est passé de (a) à (b) et l'on pose :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{1}{n + 2} \cdot \frac{W}{2Kf_m} \cdot \frac{\theta_0}{\tau}$$

e) *Modulation de position à une voie.*

Sous l'effet de la modulation l'impulsion I de la figure 18 se déplace de part et d'autre de sa position moyenne et la variation qui reproduit le signal est, par exemple, le déplacement de la frontière gauche de I.

Le bruit agit comme dans le cas de IML (fig. 18) pendant le temps d'établissement de l'impulsion et par déplacement parasite du front gauche de celle-ci.

Quand on passe de IML à IMP sous l'effet du signal utile le front gauche de l'impulsion a une amplitude de déplacement  $D_0$  au lieu de  $\theta_0$ . La puissance de signal est donc multipliée par  $\frac{D_0^2}{\theta_0^2}$  et finalement :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{W}{2Kf_m} \cdot \frac{\theta_0}{\tau} \times \frac{D_0^2}{\theta_0^2} = \frac{W}{2Kf_m} \cdot \frac{D_0^2}{\tau \cdot \theta_0}$$

f) *Modulation de position. Multiplex à n voies.*

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{1}{n + 2} \cdot \frac{W}{2Kf_m} \cdot \frac{D_0^2}{\tau \cdot \theta_0}$$

**REMARQUE.** — Les formules obtenues en (d) et (e) montrent que :

- en IML on a intérêt à utiliser des impulsions dont la durée  $\theta_0$  ne soit pas trop petite ; pratiquement  $\theta_0$  est de quelques microsecondes et la forme des impulsions est à peu près trapézoïdale.

- en IMP, on a intérêt à prendre  $\theta_0$  petit, les impulsions ont une forme à peu près triangulaire et leur durée est limitée à quelques dixièmes de microseconde. On a d'autre part intérêt à prendre  $D_0$  aussi grand que possible.

Dans un dispositif multiplex l'écart E entre les positions moyennes de deux impulsions correspond à deux voies successives (voies (1) et (2) sur la figure 19). La valeur maximum de  $D_0$  est déterminée par le double souci d'éviter la diaphonie entre voies et de ménager un intervalle de

garde suffisant  $G$  entre la position possible la plus à droite de l'impulsion (1) et la position la plus à gauche de l'impulsion (2).

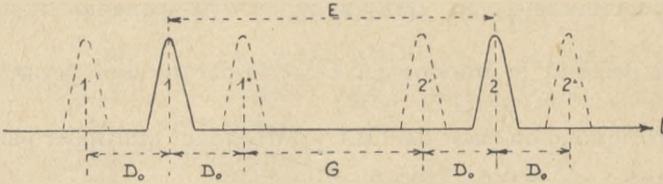


FIG. 19.

g) *Modulation par impulsions d'une onde modulée en fréquence.*

Nous donnons simplement ici l'expression donnée dans l'article précité de M. Libois (*Onde Électrique*, Novembre 1947).

- Pour une voie :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{W}{2Kf_m} \cdot 10p \cdot \frac{\overline{\Delta F_0^2}}{\Delta^2},$$

- pour un multiplex à  $n$  voies :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{1}{n+2} \cdot \frac{W}{2Kf_m} \cdot 10p \cdot \frac{\overline{\Delta F_0^2}}{\Delta^2},$$

expressions dans lesquelles :

$\overline{\Delta F_0}$  = excursion de fréquence,

$\Delta$  = bande passante vidéo,

$p = \Delta \cdot t$  est la durée des impulsions.

On a intérêt à limiter  $\Delta$  dans la mesure compatible avec l'absence de diaphonie (quand  $\Delta$  diminue la base des impulsions s'élargit, donc danger de chevauchement de deux impulsions successives).

## 5.57. — Exemples de liaisons multiplex à modulation par impulsions.

Pour bien faire apparaître les caractéristiques des liaisons (en fait des liaisons multiplex) obtenues à partir de la modulation par impulsions, et pour montrer la forme particulière des matériels et des montages utilisés nous allons donner deux exemples de réalisations.

### 5.571. — Exemple 1. — Multiplex 24 voies.

Ce multiplex est décrit dans l'*Onde Électrique* (Libois - Janvier 1950).

Il a les caractéristiques suivantes :

- 24 voies.

- modulation de position (IMP).

- fréquence de répétition pour une voie téléphonique de 3 400 c/s : 8 000 par seconde.
- durée moyenne des impulsions : 0,5 microseconde.
- temps de montée des impulsions : 0,2 microseconde ; bande passante « video » correspondante : 2 à 3 Mc/s.

Ce multiplex fonctionne dans les conditions suivantes :

a) A l'émission :

Chaque voie comporte un modulateur M constitué par une lampe qui reçoit sur sa grille de commande, d'une part la modulation correspondante, d'autre part des impulsions de déblocage ; ces impulsions de déblocage ont une durée de 5 microsecondes ; fournies par un générateur d'impulsions G1 (figure 20) elles parcourent une ligne à retard LR de 125 microsecondes et débloquent successivement, chacune à son tour, les 24 voies.

Les impulsions modulées en amplitude sont transformées en impulsions modulées en déplacement dans des convertisseurs de modulation.

Cette conversion pourrait être faite pour l'ensemble des voies à l'aide d'un montage à 2 lampes tel que celui de la figure 21. En fait, pour éviter la diaphonie on utilise un convertisseur pour les 12 voies impaires (CMI sur la figure 20) et un convertisseur pour les 12 voies paires (CMP). (Onde Électrique : Potier, Avril 1950).

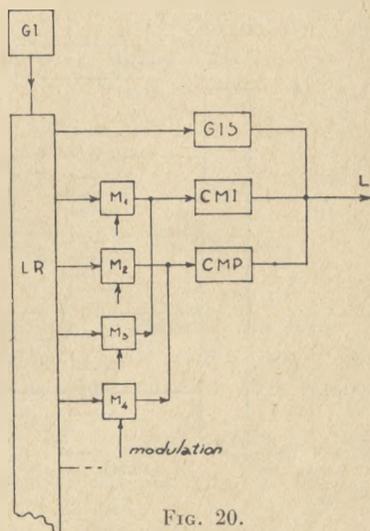


FIG. 20.

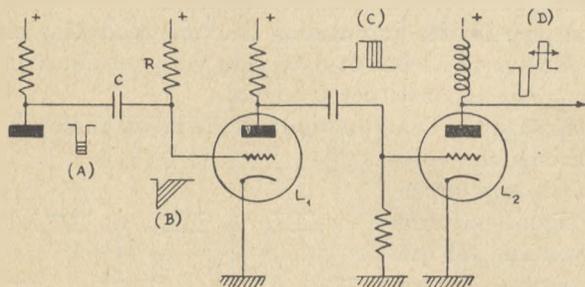


FIG. 21.

Le convertisseur de modulation représenté sur la figure 21 fonctionne dans les conditions suivantes : l'ensemble CR transforme les impulsions modulées en amplitude en dents de scie (B) ; par découpage et écrêtage des impulsions (B) on obtient les impulsions (C) modulées en durée ; par dérivation on obtient finalement des impulsions (D) modulées en position.

Notons enfin sur la figure 20 que la première dérivation prise sur la



**REMARQUE.** — Pour isoler les signaux de synchronisation on additionne dans SIS (figure 22) les signaux reçus et les mêmes signaux retardés du temps  $\theta$  et du temps  $2\theta$ . Comme le montre la figure 24 dans le cas des signaux larges de synchronisation (S), on obtient des impulsions de grande amplitude que l'on peut isoler par écrêtage et qui n'apparaissent pas dans le cas des étroites impulsions de voie (V).

**5.572. — Exemple 2. — Multiplex 8 voies.**

Ce multiplex est décrit en détail dans la revue technique Philipps de novembre 1949.

Les caractéristiques en sont les suivantes :

- 8 voies,
- modulation de déplacement (IMP),
- fréquence de répétition pour une voie téléphonique (3400 c/s) : 10 000 par seconde,
- fréquence de répétition pour 9 voies (8 voies utiles, plus une voie de synchronisme) : 90 000 par seconde.

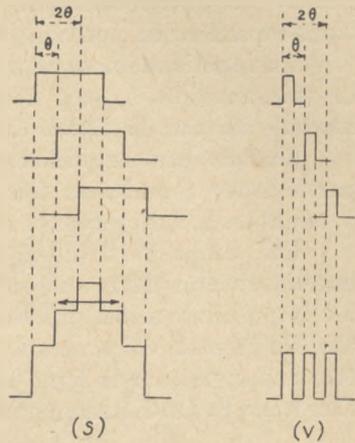


FIG. 24.

- intervalle entre deux impulsions successives : 11,1 microsecondes.

Ce multiplex fonctionne sur le principe suivant :

a) A l'émission :

Considérons d'abord le cas d'une seule voie.

En l'absence de modulation une tension en dents de scie (figure 25-a) correspondant à la fréquence de 90 000 par seconde est appliquée sur la grille d'une lampe équipant l'un des amplificateurs A de la figure 26. Cette lampe comporte une résistance de grille telle que le courant anodique ait l'allure représentée sur la figure 25 (b).

La modulation, signal basse-fréquence supposé sinusoïdal (fig. 25-c), est appliqué, sur la grille de commande de A sur laquelle est déjà appliquée la tension en dents

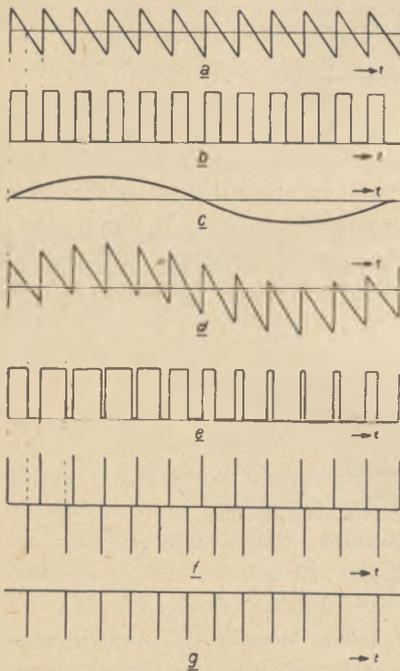


FIG. 25.

de scie. La tension d'attaque résultante à l'allure de la figure 25-d) et la tension d'anode se trouve modulée en durée (fig. 25-e).

En différenciant dans l'élément D, puis en supprimant les impulsions positives et en écrêtant dans E (fig. 26) on obtient finalement des impulsions modulées en position (fig. 25-f et g).

En fonctionnement multiplex, nous avons, en fait, 8 amplificateurs de voie, modulés  $A_1, A_2, A_3, \dots$  et un amplificateur de synchronisme non modulé  $A_s$ . Sur la figure 26, 3 voies seulement ont été représentées.

Chacun des amplificateurs A donnerait ainsi 90 000 impulsions par seconde ; mais, en fait, chacun de ces amplificateurs est bloqué pendant les 8/9 du temps et ne restitue que 10 000 impulsions par seconde.

Les temps de déblocage des amplificateurs  $A_s, A_1, A_2, A_3, \dots$  qui durent chacun 11,1 microsecondes, se succèdent dans le temps ; ainsi les impulsions utiles (10 000 par voie et par seconde) correspondant aux différentes voies ne se produisent pas en même temps et peuvent être mélangées sur la ligne L, avant attaque du différentiateur D et de l'écrêteur E. On remarquera sur la figure 26 que l'impulsion de synchronisme ne passe pas par D ; elle a une durée de 5,55 microsecondes, alors que les impulsions de voies sont beaucoup plus courtes. Le signal intermédiaire qui agit sur la haute-fréquence a finalement l'allure représentée sur la figure 27.

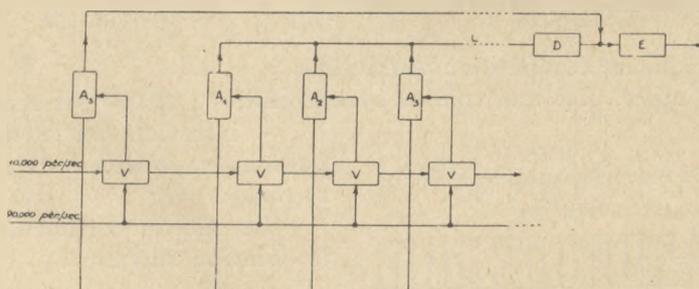


FIG. 26.

nisme ne passe pas par D ; elle a une durée de 5,55 microsecondes, alors que les impulsions de voies sont beaucoup plus courtes. Le signal intermédiaire qui agit sur la haute-fréquence a finalement l'allure représentée sur la figure 27.

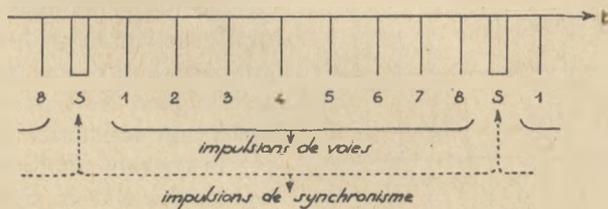


FIG. 27.

Le dispositif assurant le déblocage, à tour de rôle, des amplificateurs A, appelé « dispositif de voie libre », est constitué par une suite de multivibrateurs V dont chacun commande le suivant et revient à son état

d'équilibre après fonctionnement provoqué par une perturbation initiale. Le premier multivibrateur V est attaqué par des impulsions de fréquence 10 000 par seconde. Les constantes de temps sont déterminées de façon telle que chaque multivibrateur fonctionne pendant 11,1 microsecondes ; une division très exacte du temps entre les voies est obtenue à l'aide d'impulsions à 90 000 par seconde agissant sur les différents ensembles V.

Les impulsions à 10 000 et 90 000 et les dents de scie à 90 000 périodes par seconde sont obtenues à partir d'un oscillateur sinusoïdal donnant 90 000 c/s.

b) A la réception :

Le signal intermédiaire constitué par l'ensemble des impulsions de voies et de synchronisme obtenu par détection de la haute-fréquence est amplifié et limité dans A (figure 28).

Les ensembles S permettent d'envoyer sur chaque voie les signaux qui lui correspondent (3 voies seulement ont été représentées sur la figure 28). Ils sont d'un type particulier dit « suiveur d'anode » et équipés à l'aide de tubes à émission secondaire. Chaque suiveur d'anode reçoit par la ligne L l'ensemble des impulsions ; mais il n'est en fait débloquenté que pendant l'intervalle de temps attribué à la voie correspondante, grâce à un « dispositif de voie libre » constitué, tout comme à l'émission, par une suite de multivibrateurs V.

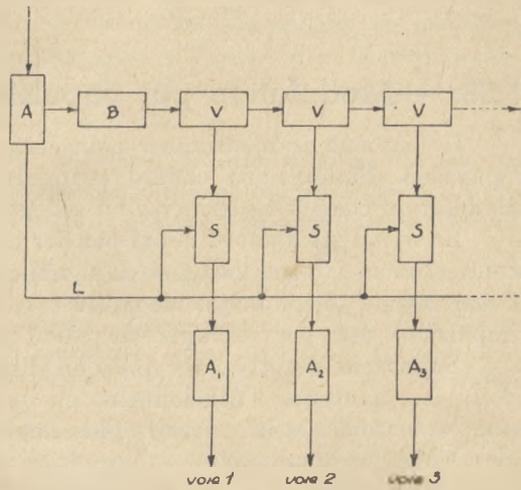


FIG. 28.

Le premier de ces dispositifs de voie libre, celui qui correspond à la voie 1 est attaqué par des impulsions de fréquence 10 000 par seconde. Ces impulsions sont produites dans B qui contient un élément différentiateur dans lequel les impulsions de synchronisation (dont la fréquence est précisément 10 000 par seconde) produisent des impulsions dérivées qui peuvent être isolées, grâce à leur grande amplitude, des impulsions dérivées produites par les impulsions de voie.

Les dispositifs suiveurs d'anode ont d'autre part la propriété suivante (figure 29) : à partir des impulsions modulées en déplacement (2) par le signal sinusoïdal à reproduire (1), ils produisent un signal tel que (3) ; à l'inverse des impulsions (2) ce signal (3) a dans son spectre une

composante basse-fréquence importante ; on peut donc finalement, pour retrouver le signal, disposer dans chaque élément A d'un amplificateur basse-fréquence et d'un filtre passe-bas.

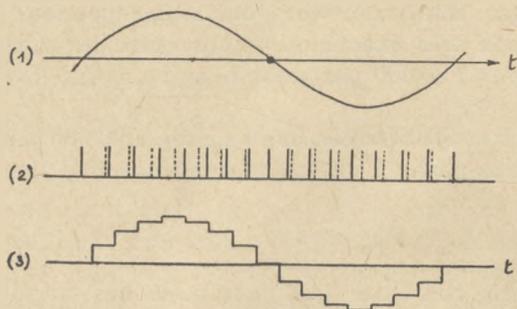


FIG. 29.

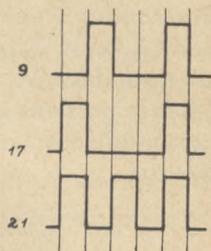


FIG. 30.

### 5.58. — Modulation par impulsions codées.

Il convient de mentionner pour terminer les systèmes qui utilisent l'émission d'impulsions codées, systèmes appelés IMC (Impulsions à Modulation codée). Le principe en est le suivant :

Le signal est d'abord défini par des impulsions d'amplitude variable comme on le fait en IMA ; si ce signal correspond, pour fixer les idées, à une bande téléphonique de 3 400 c/s, la fréquence de répétition des impulsions est, par exemple, de 8 000 par seconde.

Supposons d'autre part que l'on dispose d'impulsions de référence dont les hauteurs s'échelonnent en progression arithmétique entre une valeur nulle et la valeur la plus élevée que puissent avoir les impulsions IMA. Le nombre  $n$  de ces impulsions de référence est tel que  $n = 2^k$ . Cela revient à dire que chacune de ces impulsions peut être caractérisée par un nombre entier de  $k$  chiffres dans un système à base 2.

A chacune des impulsions IMA de définition du signal on fait maintenant correspondre le nombre qui caractérise l'impulsion de référence la plus voisine. Ce nombre traduit par  $k$  chiffres (0 ou 1) peut être transmis électriquement à l'aide d'une émission télégraphique codée dans laquelle, par exemple, le repos (absence de signal) correspond à 0 et le travail à 1.

Sur la figure 30 on a représenté les signaux correspondant aux nombres 9, 17, 21, dans un système de transmission codée pour lequel  $k = 5$  et dans lequel le nombre d'impulsions de référence est  $n = 2^5 = 32$ .

Dans le même système, si les impulsions IMA ont une fréquence de 8 000 par seconde le nombre de signaux émis, après codage, est de 40 000 par seconde.

Dans l'émission codée la seule distorsion constatée résulte de la substitution, dans la définition du signal, d'une courbe de variation discontinue à une courbe de variation continue ; pour que cette dis-

torsion n'affecte pas de façon plus intense les faibles amplitudes du signal que les grandes, on utilise des intervalles entre impulsions successives IMA de référence qui vont en croissant quand l'amplitude augmente.

Pour les câbles hertziens comportant plusieurs tronçons, la modulation IMC présente l'intérêt que les bruits des tronçons successifs ne s'ajoutent pas.

Dans les systèmes jusqu'ici réalisés ce sont des tubes électroniques, plus ou moins compliqués, qui permettent de réaliser les opérations de codage et de décodage.

### 5.581. — Autres exemples.

Nous devons citer également :

- Le multiplex à 12 voies, à impulsions modulées en position, réalisé au C. N. E. T. (Centre National d'Études des Télécommunications) et décrit par Messieurs Icole et Potier dans les annales des Télécommunications d'Août-Septembre 1949.

- Le multiplex L. M. T. à 23 voies, à impulsions modulées en position, fonctionnant sur fréquence porteuse comprise entre 1 700 et 2 100 Mc/sec. Il doit équiper un réseau en cours d'installation en Grèce.

**REMARQUE I.** — Nous devons signaler, pour terminer ce chapitre sur les impulsions l'existence de systèmes à l'étude dans lesquels on transmet, à la cadence des impulsions, non des amplitudes du signal mais les variations d'amplitude entre deux impulsions successives, c'est-à-dire en fait la pente de la courbe signal. La lettre grecque  $\Delta$  donnant idée d'une variation nous appellerons ce système de modulation:  $MI\Delta$  (modulation par impulsions du delta).

Si à un système transmettant le  $\Delta$  du signal on ajoute un codage, on obtient un système de modulation codée par impulsions du  $\Delta$ . D'un tel système on doit, semble-t-il, pouvoir attendre une défense particulièrement efficace contre les bruits.

**REMARQUE II.** — Dans la littérature anglo-saxonne les systèmes utilisant des impulsions avec modulation codée sont désignés par PCM (pulse code modulation).

---

### Erratum

- Page 64, 8<sup>e</sup> ligne avant la fin : lire  $V_0 = V_{p_0} - \mu V_{g_0} + U_0$ .
- Page 68, dernière ligne : lire  $(P_f)_A$  au lieu de  $P_f$ .
- Page 76 : faire précéder Remarques du numéro de paragraphe 5.34.
- Page 92, 10<sup>e</sup> ligne : lire  $\Delta\Phi$  au lieu de  $\Delta L$ .
- Page 117, figure 12 (II). C'est par erreur que les amplitudes de la bande conservée par filtrage sont représentées plus petites que celles des autres bandes.



# TABLE DES MATIÈRES

5.0.	Introduction.....	7
------	-------------------	---

## CHAPITRE I

### Obtention de l'onde porteuse

5.1.	Génération des oscillations.....	9
5.11.	Émetteurs à ondes amorties.....	10
5.12.	Émetteurs à ondes entretenues.....	11
5.121.	Émetteurs à arc.....	11
5.122.	Émetteurs à alternateur.....	12
5.123.	Auto-oscillateurs à lampes.....	13
5.1231.	Fonctionnement en classe C. Polarisation automatique.....	17
5.1232.	Stabilité (de la fréquence et de l'amplitude).....	18
5.1233.	Montages pratiquement utilisés.....	20
5.1234.	Oscillations parasites.....	22
5.1235.	Rendement de l'étage de puissance.....	24
5.1236.	Sélectivité du circuit plaque.....	26
5.13.	Applications industrielles du chauffage haute-fréquence.....	28

## CHAPITRE II

### Piézo-électricité - Quartz

5.2.	Stabilisation par quartz.....	30
5.21.	Le quartz.....	30
5.211.	Détermination des axes.....	31
5.212.	Propriétés piézoélectriques. Fonctionnement statique.....	32
5.213.	Modules piézoélectriques.....	34
5.22.	Corps piézoélectriques.....	34
5.23.	Oscillations du quartz. Régime dynamique.....	35
5.231.	Principales tailles utilisées.....	37
5.232.	Schéma électrique équivalent.....	42
5.233.	Montages du quartz stabilisateur.....	45
5.234.	Le quartz dans les télécommunications.....	48
5.235.	Applications diverses du quartz.....	52
5.24.	Stabilité et procédés de stabilisation.....	52
5.241.	Maître-oscillateur à circuit résonnant self-capacité.....	53
5.242.	Résonateurs à lignes ou à volumes.....	53
5.243.	Résonateurs à quartz.....	54

## CHAPITRE III

**Modulation d'amplitude**

5.3.	Introduction .....	58
5.31.	Modulation d'amplitude. Propriétés.....	60
5.32.	Production de la modulation d'amplitude.....	63
5.321.	Modulation sur la plaque .....	65
5.3211.	Étude du système de modulation à transformateur (push-push).....	66
5.3212.	Système de modulation Heising.....	71
5.322.	Modulation sur la grille .....	72
5.323.	Modulation sur la grille d'arrêt des pentodes .....	74
5.33.	Amplification de la haute-fréquence modulée.....	75
5.34.	Remarques .....	76
5.35.	Systèmes spéciaux de modulation à rendement amélioré. ....	77
5.351.	Système Doherty .....	78
5.352.	Modulation par déphasage .....	80
5.36.	Modulation à bande latérale unique .....	81
5.37.	La manipulation sur l'amplitude. Généralités.....	84
5.371.	Comment et où manipuler ?.....	86
5.372.	Forme des signaux .....	88

## CHAPITRE IV

**Modulation de fréquence**

5.4.	Introduction.....	89
5.41.	Principe de la modulation de fréquence et de la modulation de phase .....	90
5.42.	Production d'ondes modulées en fréquence. Émetteurs .....	94
5.421.	Qualités des émetteurs modulés en fréquence.....	98
5.43.	Spectre d'une oscillation modulée en fréquence .....	99
5.44.	Réception des ondes modulées en fréquence. Récepteurs .....	104
5.45.	Applications de la modulation de fréquence.....	109

## CHAPITRE V

**Modulation par impulsions**

5.5.	Introduction .....	113
5.51.	Traduction du signal par des impulsions .....	114
5.52.	Spectres de fréquences.....	117
5.53.	Choix du système de modulation et de la fréquence de répétition des impulsions .....	123
5.54.	Emploi de la modulation par impulsions .....	125
5.55.	Liaisons multiplex à impulsions .....	126
5.56.	Le bruit dans la modulation par impulsions .....	128
5.57.	Exemples de liaisons multiplex à modulation par impulsions... ..	132
5.571.	Multiplex à 24 voies.....	132
5.572.	Multiplex à 8 voies .....	135
5.58.	Modulation par impulsions codées.....	138
5.581.	Autres exemples .....	139

ACHEVÉ D'IMPRIMER  
LE 30 AVRIL 1951  
SUR LES PRESSES DE  
L'IMPRIMERIE A. TARDY  
A BOURGES

DÉP. LÉG. 2<sup>e</sup> TRIM. 1951  
N<sup>o</sup> D'IMPRIMEUR : 1 111  
N<sup>o</sup> D'ÉDITEUR : 559



# ÉDITIONS EYROLLES

---

BÉLUS, PARMENTIER et CROZE. — **Équipement des stations amplificatrices et réglage des circuits sur les câbles souterrains à grande distance**, 628 pages (1948).

BIGORNE. — **Mesures électriques** : Livre I : Généralités. Mesures en courant continu, 258 pages (1948). — Livre II : Mesures en courant alternatif, 228 pages (1948). — Livre III : Mesures en courant alternatif (suite et fin), 212 pages (1946).

CAILLET et JULIEN. — **Cours d'essais et mesures électriques**, 470 pages (1951).

DAVID et RIGAL. — **Cours de radio-électricité générale** : Tome I : Généralités. Rayonnement. Antennes, 376 pages (1946). — Tome IV : Propagation des ondes, 102 pages (1948).

DUMAS-PRIMBAULT et PELLÉ. — **Cours de téléphonie automatique rurale**, 200 pages (1951).

LAURENT. — **Cours d'installations téléphoniques d'abonnés et de bureaux secondaires** : Tome I : Étude des principaux organes des installations téléphoniques, 146 pages (1948). — Tome II : Installations réalisées par les Services de montage, 234 pages (1946).

PRACHE, JANNÈS et TROUBLÉ. — **Cours de lignes souterraines à grande distance**. Transmission, Lignes, 462 pages (1948).

ROUVIÈRE et BLANCHARD — **Cours de téléphonie automatique**. Système R. 6, 240 pages (1951).

SCHWAB. — **La Télégraphie moderne**, 400 pages (1951).

SUCHET. — **Cours d'Électrotechnique générale** : Livre I : Électrostatique, 336 pages (1948). — Livre II : Machines à courant continu, 354 pages (1948).

SUCHET et JANNÈS. — **Problèmes d'Électricité avec solutions**, 176 pages (1949).

TUCOULAT. — **Constructions des lignes aériennes**, 328 pages (1947).

VAILLAUD. — **Cours d'automobile**, 432 pages (1951).

VEAUX. — **Cours moyen de radioélectricité générale**, 360 pages (1951).

— **Cours élémentaire de radioélectricité générale**, 160 pages (1951).

---

# ÉDITIONS EYROLLES