

**P. BESSON**

Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées

# LA MODULATION DE FREQUENCE

ÉTUDE GÉNÉRALE  
TECHNIQUE DE LA  
MODULATION de FRÉQUENCE  
CARACTÉRISTIQUES ET  
SCHÉMAS DES ÉMETTEURS  
ET DES RÉCEPTEURS  
MESURES - APPLICATIONS  
BIBLIOGRAPHIE



**Deuxième Édition**

**PARIS**

Éditions Étienne, **CHIRON**,  
40, rue de Seine, 6<sup>e</sup>

# LA MODULATION DE FRÉQUENCE

## EN VENTE A LA MEME LIBRAIRIE

- O. S. PUCKLE. -- **Bases de temps**, études et schémas pratiques pour toutes leurs applications, traduit de l'anglais par M. ROLLAND. Ouvrage unique au monde. *Un volume de 168 pages.*
- BRAINERD. -- **Radiotechnique moderne : Technique des ultra-hautes fréquences.** Traduit de l'anglais par G. ESCULIER. Cet ouvrage est un cours sur les ondes centimétriques à l'usage des ingénieurs radioélectriciens. *Un volume de plus de 600 pages (en préparation).*
- MESNY. -- **Radioélectricité générale :**  
Tome I. -- Etude des circuits et de la propagation, *en réimpression.*  
Tome II. -- Fonctionnement des lampes. Emission et Réception, *en réimpression.*
- L. CHRETIEN. -- **Traité de Physique électronique**, à l'usage des étudiants des classes d'ingénieurs radioélectriciens, *un volume de 370 pages.*
- **Théorie et Pratique de la Radioélectricité :**  
Tome I. -- Bases : Electricité et Acoustique, *un volume de 362 pages.*  
Tome II. -- Théorie de la Radioélectricité, *un volume de 408 pages.*  
Tome III. -- Pratique de la Radioélectricité, *un volume de 500 pages.*  
Tome IV. -- Compléments modernes, *un volume de 208 pages.*
- **Ce qu'il faut savoir de la contre-réaction ou réaction négative**, *un volume de 112 pages.*
- **L'Art de la vérification des récepteurs et des mesures pratiques en T. S. F.**, édition 1945, *un volume de 192 pages.*
- G. GINIAUX. -- **Cours complet pour la formation technique des radios militaires et civils**, *un volume de 504 pages.*  
*Cet ouvrage est un cours tout à fait élémentaire, en électricité et en radio, pour être accessible, mais dans sa partie « technologie » il décrit les émetteurs et les récepteurs les plus modernes, y compris les appareils sur ondes métriques et à modulation de fréquence.*
- **Technique de l'alignement des récepteurs à commande unique**, nouvelle édition en préparation.
- **Tous les montages : Amplificateurs et préamplificateurs BF**, recueil de schémas pour la sonorisation
- A. BOFFARD. -- **Dictionnaire technique de la Radio Anglais-Français**, avec tables des unités, conversion des mesures, jauges, fils, etc., *un volume relié de 96 pages.*
- M. ADAM. -- **Encyclopédie de la Radioélectricité**, dictionnaire de plus de 600 pages 22 × 28 cm., *réimpression de l'édition 1939.*
- **Supplément de l'Encyclopédie : en préparation.**

## AVANT-PROPOS

*Reprenant son activité, après quatre années d'interdiction par l'ennemi, la Société des Radioélectriciens a organisé, en 1945, une série de « Conférences de Documentation », destinées à faire mieux connaître en France les perfectionnements apportés depuis 1940 à la technique radioélectrique.*

*C'est à cette occasion qu'en juin 1945 nous avons été amené à présenter, sur la modulation de fréquence, deux exposés dont le texte développé, publié dans plusieurs numéros de L'Onde Electrique, est aujourd'hui rassemblé dans la présente brochure.*

*Nous avons principalement cherché à asseoir tout d'abord aussi solidement que possible les fondements mêmes des principes du nouveau procédé de modulation, et à éviter les risques d'inexacte interprétation résultant parfois du caractère un peu elliptique de certains raisonnements. Nous avons aussi essayé de répondre par avance à quelques-unes des questions que peut se poser l'ingénieur habitué à la technique de la modulation d'amplitude, lorsqu'il aborde pour la première fois l'étude de la modulation de fréquence. Nous n'avons pas hésité, enfin, à entrer dans certains détails des schémas, à l'émission comme à la réception, en nous efforçant de montrer que leur complexité n'est bien souvent qu'apparente.*

*Par contre, nous avons cru pouvoir passer plus rapidement sur les applications, et nous borner à une énumération et à une étude sommaire, car c'est là un domaine toujours en évolution, et dont la connaissance, à un moment donné, résultera surtout de la lecture des revues techniques françaises et étrangères qui, depuis un an, en dévoilent périodiquement de nouveaux aspects.*

*Pussions-nous avoir ainsi contribué, dans une certaine mesure, à la reprise de contact des ingénieurs et techniciens de langue française avec une branche de la radioélectricité dont le développement, au cours de ces dernières années, permet de bien augurer de son avenir !*

P. B.

**P. BESSON**

Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées

# LA MODULATION DE FREQUENCE

ÉTUDE GÉNÉRALE  
TECHNIQUE DE LA  
MODULATION de FRÉQUENCE  
CARACTÉRISTIQUES ET  
SCHÉMAS DES ÉMETTEURS  
ET DES RÉCEPTEURS  
MESURES - APPLICATIONS  
BIBLIOGRAPHIE



**Deuxième Édition**

SCAN F1CJL Janvier 2020

**PARIS**

Éditions Étienne, **CHIRON**,  
40, rue de Seine, 6<sup>e</sup>

# LA MODULATION DE FRÉQUENCE

## PREMIERE PARTIE

### ÉTUDE GÉNÉRALE DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

#### CHAPITRE PREMIER

##### INTRODUCTION

Si, tout en sachant émettre des ondes électromagnétiques, nous ne savions pas les « moduler » à notre gré, c'est-à-dire faire varier l'une de leurs caractéristiques à un certain rythme bien déterminé, peu nombreuses, assurément, seraient encore aujourd'hui les applications de la radio-électricité.

Sans doute, la transmission de l'énergie à distance, sans fil, si elle se réalise un jour, ne nécessiterait-elle aucune modulation. Sans doute aussi, pourrait-on envisager la réalisation de radiophares à rayonnement circulaire non modulés, relevents au radiogoniomètre (la caractéristique permettant de différencier les postes entre eux étant alors uniquement leur longueur d'onde). Sans doute également, pourrait-on obtenir, d'une manière analogue, des systèmes de guidage, au moyen de deux émissions dirigées, fonctionnant sur des longueurs d'onde différentes, mais voisines, et signalant un axe rectiligne sur lequel les champs des deux émissions seraient égaux.

Mais, en dehors de ces applications bien particulières, tous les dispositifs utilisés effectivement pour les télécommunications, c'est-à-dire pour la transmission de signaux constituant des messages déterminés, nécessitent que l'une au moins des caractéristiques des ondes émises soit modifiée à un rythme convenable.

Le système de modulation ou de manipulation qui a été le premier employé, a consisté à faire varier l'intensité même des ondes, en agissant, par conséquent, sur l'amplitude des oscillations. C'est tout naturellement qu'à l'origine de la télégraphie sans fil on a été conduit à utiliser ce procédé, qui n'était que la transposition, dans ce nouveau domaine, des systèmes de manipulation sur lignes télégraphiques, où l'on interrompait et où l'on rétablissait le courant au rythme des signaux Morse.

De même, la modulation en amplitude habituellement utilisée pour la radiotéléphonie, a été la transposition des dispositifs téléphoniques sur lignes, où l'intensité du courant varie suivant les fluctuations de la parole.

Il est, toutefois, d'autres caractéristiques des ondes radioélectriques qui, au lieu de l'amplitude, pourraient être « modulées » pour produire des signaux interprétables. Parmi celles-ci on peut envisager, par exemple, de faire varier la fréquence des oscillations ; on pourrait aussi, dans certains cas (mais un tel procédé est surtout théo-

rique), faire varier le plan de polarisation des ondes, etc...

La « modulation de fréquence », qui sera plus particulièrement étudiée ici, consiste donc à agir sur la fréquence des oscillations, pour la faire varier, dans certaines limites, au rythme des signaux à émettre, tout en maintenant constante l'amplitude. Les signaux peuvent être télégraphiques, et la fréquence changera alors brusquement d'une valeur correspondant aux points et aux traits de l'alphabet Morse, à une autre valeur correspondant aux intervalles entre ces points et ces traits ; ils peuvent aussi être téléphoniques, et la fréquence variera alors suivant la forme et l'intensité du courant de modulation à la sortie du microphone.

Les mêmes principes permettent également d'appliquer la modulation de fréquence à des transmissions de photographies, à la télévision, etc...

Supposons, par exemple, tout d'abord, que les signaux à transmettre soient des signaux télégraphiques Morse, représentés, sur la figure 1 (a), par un « point » suivi d'un « trait ». En modulation d'amplitude, les oscillations émises sur une fréquence  $f$  seront représentées par la figure 1 (b). La fréquence de ces oscillations reste constante ; leur amplitude varie au rythme

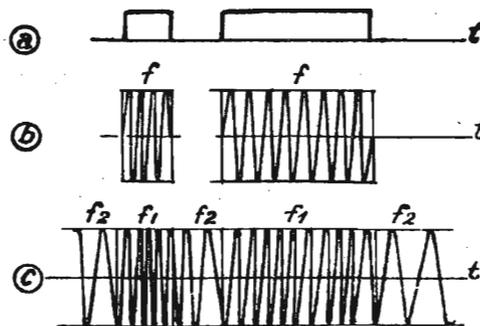


FIG. 1.

des signaux. En modulation de fréquence, l'amplitude reste constante et la fréquence garde une certaine valeur  $f_1$ , pendant la durée des signaux, et une autre valeur  $f_2$ , différente de  $f_1$ , pendant les intervalles entre ces signaux. L'effet produit est représenté sur la figure 1 (c).

Supposons, maintenant, qu'il s'agisse de la transmission d'un courant téléphonique, que l'on peut pratiquement toujours décomposer en une série de courants sinusoïdaux, et représentons sur la figure 2 (a) l'un des courants sinusoïdaux à transmettre, dont la fréquence est  $F$ . En modulation d'amplitude, les oscillations auront la forme de la figure 2 (b). La fréquence a une valeur  $f$ , et l'amplitude varie entre deux limites. En l'absence de modulation, l'amplitude a une certaine valeur moyenne, qui est celle de « l'onde porteuse » ; la profondeur de modulation est caractérisée par la longueur  $AB$ , rapportée à l'amplitude de l'onde porteuse, et on l'exprime souvent en pour cent. Si l'enveloppe des oscillations n'est pas sinusoïdale, et ne reproduit par conséquent pas exactement la forme de la courbe de la figure 2 (a), on dit qu'il y a « distorsion non linéaire ».

En modulation de fréquence, l'effet produit est représenté sur la figure 2 (c). L'amplitude des oscillations reste constante, mais leur fréquence qui, en l'absence de modulation, avait une certaine valeur  $f$  — fréquence de l'onde porteuse —, varie maintenant d'une manière continue entre deux valeurs symétriques par rapport à  $f$  : l'une

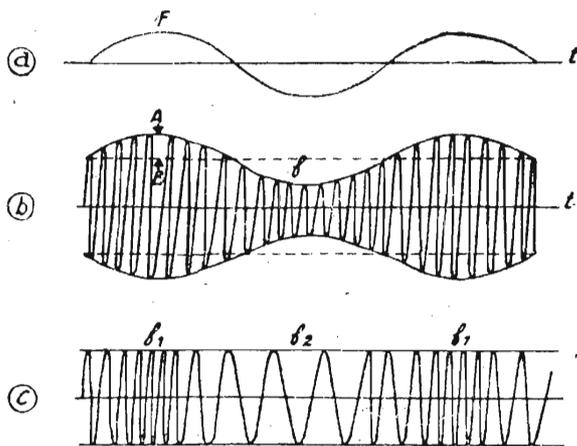


FIG. 2

$f_1$ , la plus grande, atteinte aux moments des maxima positifs du courant de modulation, et l'autre  $f_2$ , atteinte aux moments des maxima négatifs de ce courant. Ici encore, si la variation de la fréquence ne suit pas exactement la loi sinusoïdale de la courbe de la figure 2 (a), il y a distorsion non linéaire.

Pour faciliter la suite de cet exposé, on indiquera, dès maintenant, qu'on appelle « déviation de fréquence » la variation maxima de celle-ci, entre  $f_1$  et  $f_2$ , qui est d'ailleurs égale à la variation entre  $f$  et  $f_2$ , et « indice de modulation » le rapport de cette variation  $\Delta f$  à la fréquence de modulation  $F$ .

Des ondes ainsi produites et modulées, sa fréquence sont rayonnées par le poste émetteur, reçues par l'antenne réceptrice, et peuvent être amplifiées par les moyens habituels. Pour les utiliser, c'est-à-dire pour reproduire à la réception les courbes des figures 1 (a) ou 2 (a), il faut transformer les oscillations reçues en oscillations modulées en amplitude, puis les détecter suivant la manière habituelle. Cette transformation, à la réception, des oscillations modulées en fréquence en oscillations modulées en amplitude, peut se faire simplement par un circuit oscillant, désaccordé par rapport à la fréquence médiane des fréquences  $f_1$  et  $f_2$ . Dans le cas de la figure 2 (c), par exemple, si les oscillations sont appliquées à un circuit accordé sur la fréquence  $f_1$ , la tension à ses bornes sera maxima aux moments où la fréquence des oscillations aura la valeur  $f_1$ , et minima aux moments où la fréquence des oscillations aura la valeur  $f_2$ . Cette tension reproduira donc la forme du courant de la figure 2 (a). Pour que cette reproduction soit rigoureuse, il faudra encore observer certaines conditions de linéarité ; sans cela, la tension obtenue ne serait pas sinusoïdale, et une certaine distorsion non linéaire aurait été introduite à la réception.

Ces indications n'ont d'ailleurs pour but que de fixer le principe général de la modulation de fréquence et de son utilisation, et elles ont besoin d'être précisées. Avant toutefois de les développer, on fera un bref historique de la question.

## CHAPITRE II

### HISTORIQUE

En réalité, la modulation de fréquence est aussi vieille que la radioélectricité elle-même. Lorsque Hertz effectuait ses premières émissions d'ondes électromagnétiques à l'aide de l'oscillateur qui porte son nom, ces émissions, très amorties, étaient évidemment modulées en amplitude, mais elles étaient aussi modulées en fréquence. Cette dernière, en effet, ne restait pas constante au cours de chaque train d'ondes, en particulier par suite de la variation de la résistance de l'étincelle de l'éclateur. Il est vrai qu'à la réception, Hertz ne faisait intervenir, pour déceler ses ondes, que

le phénomène de modulation en amplitude, et n'utilisait pratiquement pas leur modulation de fréquence.

On a signalé récemment qu'un brevet de 1902 a prévu l'utilisation de variations de longueurs d'ondes amorties pour la transmission de signaux télégraphiques, et c'est donc à cette année qu'il faut faire remonter ce que l'on pourrait appeler « l'invention de la modulation de fréquence ».

En 1906, Fessenden reprit cette idée, en vue de réaliser des liaisons radiotélégraphiques qu'il estimait devoir être relativement secrètes ; il pro-

posait de manipuler un émetteur à ondes amorties, par très faibles changements de la longueur d'onde (0,25 %). Seul, un récepteur spécial, beaucoup plus sélectif que les récepteurs habituels de l'époque (et qui utilisait une sorte de pont rigoureusement équilibré seulement sur l'une des deux fréquences émises) permettait de déceler la manipulation.

Vers 1912, certains techniciens rappelèrent les possibilités qui s'offraient dans cette voie pour la manipulation télégraphique, et songèrent à en étendre le principe à l'émission radiotéléphonique en utilisant alors des ondes entretenues, qui venaient de faire leur apparition.

C'est toutefois dans le domaine télégraphique que la modulation de fréquence a trouvé sa première application industrielle aux télécommunications ; lors de la mise au point des arcs du type Poulsen, on constata, comme on le sait, qu'on ne pouvait interrompre complètement le courant dans l'arc pour le manipuler, et on fut amené à produire la manipulation en changeant légèrement la fréquence d'émission, par exemple au moyen d'un circuit oscillant, couplé au circuit principal du poste, et désaccordé périodiquement par le relais de manipulation. Ce fut ce que l'on appela le fonctionnement avec « contre-manipulation », qui avait l'inconvénient d'occuper deux longueurs d'ondes, sans qu'à l'époque on ait pu en retirer des avantages spéciaux, sauf dans quelques cas particuliers, où l'on recevait séparément la manipulation et la contre-manipulation.

On verra plus loin que, dans les émissions radiotélégraphiques actuelles à modulation de fréquence, on utilise, au contraire, la manipulation et la contre-manipulation pour obtenir une protection supplémentaire contre certaines perturbations de propagation.

Dès 1920, certains auteurs (Bibl. 2) étudièrent les possibilités d'application de la modulation de fréquence à la radiotéléphonie, mais ils conclurent, en général, au peu d'intérêt du système.

Il semble qu'à cette époque, où l'on commençait à avoir une vue assez claire de la question des spectres de fréquence des émissions modulées en amplitude, et de la largeur de bande occupée, ces auteurs se soient laissés hypnotiser par l'intérêt de réduire cette largeur, ou, en tout cas, par la nécessité de ne pas l'augmenter. Dès lors, la conclusion à laquelle ils arrivaient — et qui, évidemment, est toujours exacte — qu'une émission modulée en fréquence a, en général, un spectre beaucoup plus large que la même émission modulée en amplitude, les conduisit à abandonner l'examen du nouveau procédé, sans avoir entièrement approfondi toutes ses possibilités, compte tenu des dispositifs à utiliser à l'émission et aussi à la réception.

Il faut considérer également que les ondes ultra-courtes, sur lesquelles la modulation de fréquence est surtout avantageuse, étaient alors loin d'être entrées dans le domaine courant.

Entre temps, la modulation de fréquence se présentait d'ailleurs comme un défaut de nombreux postes radiotéléphoniques à modulation d'amplitude, insuffisamment stabilisés, et dont la modulation réagissait sur la fréquence. L'adoption de maîtres-oscillateurs stables et d'étages séparateurs réduisit les inconvénients correspondants.

Il convient d'ailleurs de souligner que la modulation de fréquence reçut, vers l'année 1930, une application industrielle importante en France, comme intermédiaire permettant de réaliser des postes de radiotéléphonie, rayonnant une onde modulée en amplitude, mais dont la modulation était obtenue par la combinaison de deux ondes modulées en fréquence : c'est le dispositif de modulation dit « par déphasage », dû à M. Chireix, et appliqué dans un certain nombre de grands postes de radiodiffusion (Bibl. 5). Il ne s'agissait pas alors de rayonner une onde modulée en fréquence, mais d'améliorer le rendement des postes puissants destinés à rayonner des ondes modulées en amplitude.

Sans nous étendre davantage sur ce dispositif, nous nous bornerons à rappeler que l'amélioration du rendement était due à l'utilisation d'oscillations modulées en fréquence (1), ayant, par conséquent, une amplitude invariable, et permettant de fonctionner avec une excitation constante et toujours intense des grilles des divers étages amplificateurs, procurant à ces étages un rendement très supérieur au rendement moyen que l'on aurait pu recueillir dans une modulation d'amplitude, où les pointes d'excitation, correspondant à des profondeurs de modulation voisines de 100 %, se présentent d'une manière exceptionnelle. La combinaison de deux ondes modulées en fréquence pour réaliser enfin l'onde modulée en amplitude, n'était effectuée qu'à la sortie du dernier étage. On retrouvera d'ailleurs plus loin cet avantage des ondes modulées en fréquence, de permettre de maintenir constante, au cours de la modulation, l'excitation des étages amplificateurs des postes émetteurs, et d'accroître, par conséquent, leur rendement.

Dans un autre domaine, la modulation de fréquence fut également utilisée dans divers appareils de mesure, permettant, par exemple, de faire apparaître la courbe de réponse en haute fréquence ou en basse fréquence d'un ensemble de circuits, et aussi pour réaliser des récepteurs dits « panoramiques », permettant de surveiller toute une gamme d'ondes, et de voir, sur l'écran d'un oscillographe, les diverses émissions, réparties en fréquence, qui y sont effectuées.

Mais c'est en 1936 que le célèbre ingénieur américain Armstrong publia pour la première fois le

(1) Les divers articles publiés à ce sujet font état de l'utilisation d'oscillations dont la « phase » est modulée, mais, comme on le verra plus loin, toute modulation de phase entraîne une modulation de la fréquence.

résultat des études qu'il poursuivait depuis plusieurs années sur divers ensembles émetteurs et récepteurs à modulation de fréquence, et montra l'intérêt que, dans certaines conditions, pouvait présenter ce procédé (Bibl. 6).

A vrai dire — et suivant un exemple qui s'est reproduit d'une manière assez fréquente dans l'histoire de la radioélectricité. — après avoir dénié tous avantages à la modulation de fréquence, certains auteurs lui attribuèrent alors des qualités qu'elle n'avait pas, et vantèrent outre mesure ses propriétés. Si, d'ailleurs, on tient compte de l'état des connaissances à l'époque, et de la difficulté qu'il pouvait y avoir, même pour un très bon technicien spécialisé, à concevoir certains phénomènes qui nous paraissent aujourd'hui naturels, on aboutira à cette conclusion que ces auteurs étaient bien excusables, ainsi que ceux qui, voulant exposer les principes des nouveaux procédés, émirent parfois des assertions inexactes qu'il est évidemment trop facile aujourd'hui de relever dans leurs publications.

Il est d'ailleurs intéressant d'essayer d'analyser plus profondément les raisons pour lesquelles les premiers techniciens qui se sont occupés de modulation de fréquence vers 1920, ont abouti à la conclusion que le procédé n'était pas intéressant.

Comme il a été indiqué ci-dessus, ils connaissaient parfaitement la question de la bande de fréquence occupée par une émission radiotéléphonique modulée en amplitude, et ils étaient au courant de toutes les difficultés qu'entraînait la répartition des fréquences entre les divers postes, du fait de la nécessité d'espacer suffisamment entre elles les ondes porteuses. Dès lors, ils recherchaient principalement dans la modulation de fréquence un moyen de réduire cette largeur de bande, en vertu du raisonnement suivant : si l'on se borne à faire varier la fréquence entre deux valeurs  $f_1$  et  $f_2$ , très proches l'une de l'autre, la largeur de bande couverte occupera, semble-t-il, cet intervalle allant de  $f_1$  à  $f_2$ , quelle que soit la fréquence de modulation elle-même. Comme on sait mettre en évidence des variations relatives de fréquence extrêmement faibles,  $f_1$  pourra être très voisin de  $f_2$ , et la largeur de bande d'un poste radiotéléphonique sera alors beaucoup plus faible en modulation de fréquence qu'en modulation d'amplitude. Malheureusement, leurs études les conduisirent à la conclusion que, même si  $f_1$  est très voisin de  $f_2$ , la bande de fréquence occupée n'est jamais inférieure à celle de la modulation d'amplitude, et est même, dans beaucoup de cas, très supérieure. De toute façon, elle déborde nettement l'intervalle  $f_1$ ,  $f_2$ . Comme, d'autre part, on ne songeait pas encore, à l'époque, à utiliser les ondes ultra-courtes sur lesquelles une assez grande largeur de bande, due à la modulation, présente moins d'inconvénients que sur les ondes plus longues, ils estimèrent le procédé sans intérêt.

Tout différent fut le point de départ d'Armstrong : cet ingénieur étudiait la réalisation d'un procédé de transmission qui puisse être protégé autant que possible contre les perturbations atmosphériques, et il indique lui-même qu'il rechercha, dès lors, « le système de modulation s'adressant à une caractéristique des ondes aussi différente que possible de celle que faisaient varier les atmosphériques ». A l'émission, il voulut que la modulation « introduise un caractère qui ne puisse être imité par les brouillages » ; à la réception, il chercha à ce que le récepteur « ne soit pas sensible aux signaux ayant la forme des brouillages habituels ».

Or, le premier effet d'un atmosphérique est de produire une variation d'amplitude considérable. Il était donc intéressant d'essayer de réaliser un système de transmission où les signaux ne feraient pas varier l'amplitude, de façon que l'on puisse limiter celle-ci par un dispositif électrique, ce qui devait supprimer l'effet des parasites. En réalité, on constata vite que, outre les variations d'amplitude produites par un parasite, celui-ci fait varier, dans une certaine mesure, la fréquence du signal total (combinaison du signal à recevoir et du parasite). Toutefois, dans beaucoup de cas, cette variation de fréquence garde une valeur relativement faible ; alors que, dans la modulation d'amplitude, il était nécessaire, si l'on voulait que l'amplitude du signal dépasse largement l'amplitude des parasites, d'augmenter la puissance de ce signal, et cela dans des proportions parfois considérables, dans la modulation de fréquence, au contraire, il suffisait d'augmenter la variation de fréquence due au signal, ce qui n'imposait aucune augmentation de la puissance émise. Cet accroissement de la variation de fréquence entraînait, il est vrai, un accroissement de la largeur de bande occupée par l'émission, mais, sur des ondes ultra-courtes, cela pouvait être considéré comme admissible, compte tenu de l'amélioration obtenue en ce qui concerne le rapport signal/parasite.

Dès lors, Armstrong fut conduit à étudier, non plus les systèmes de modulation de fréquence à faible déviation de fréquence de ses prédécesseurs, mais bien, au contraire, les systèmes de modulation à *très grande déviation de fréquence*, qui, dans la majorité des cas, présentent le maximum d'intérêt. Il eut aussi le mérite de ne pas se borner à une étude de l'émission et des caractéristiques des ondes, mais aussi à une étude des récepteurs à utiliser, et des dispositifs de limitation d'amplitude, dans lesquels réside, en fait, la source des avantages principaux de la modulation de fréquence.

Après Armstrong, de nombreux ingénieurs abordèrent également la question et réalisèrent des postes sur des longueurs d'onde variées, en général inférieures à une dizaine de mètres. La modulation de fréquence était entrée dans la phase industrielle des applications, qui sont nombreuses et qui seront passées en revue plus loin.

## CHAPITRE III

### PRINCIPES DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

Il convient de revenir, maintenant, sur le principe et les fondements de la modulation de fréquence, pour examiner d'une manière plus précise comment on peut produire cette modulation et quelles sont les caractéristiques des oscillations obtenues, et des ondes émises.

#### A. — Définition de la « fréquence instantanée ».

Une première remarque, fort importante, s'impose en ce qui concerne la possibilité de faire varier avec le temps un élément tel que la « fréquence », et il est nécessaire, pour éviter certaines contradictions et lever diverses difficultés, de remonter à la définition mathématique précise de celle-ci.

Si l'on considère tout d'abord une fonction du temps  $i = F(t)$ , on dit que cette fonction est *périodique* s'il existe un nombre  $T$  tel que l'on ait  $F(t + T) = F(t)$ , quel que soit  $t$ .  $T$  est la « période » de la fonction. Le nombre de périodes par unité de temps (c'est-à-dire, par seconde), soit  $\frac{1}{T}$ , est la « fréquence »  $f$  de la fonction.

Il résulte de cette définition même que la période  $T$ , qui n'est ainsi définie que pour une fonction périodique, n'est pas susceptible de variation en fonction du temps. Pour que la fonction soit vraiment périodique, ce terme  $T$  doit rester constant depuis  $t = -\infty$  jusqu'à  $t = +\infty$  Il en est de même de  $f$ .

Considérons maintenant la fonction

$$i = a \sin(\omega t + \varphi_0),$$

qui est périodique, et de période  $\frac{2\pi}{\omega} = T$ .

La grandeur  $\omega t + \varphi_0 = \varphi$  est, à chaque instant, la « phase » de la fonction ; elle a la valeur  $\varphi_0$  à l'origine  $t = 0$ , et elle croît avec le temps, proportionnellement à  $\omega$  qui est la « pulsation ».

La fréquence est  $f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$ . Sur la figure 3 (a),

on a représenté, en haut, la courbe de  $i$  en fonction du temps, et, au-dessous, la droite représentant la variation de  $\varphi$ . Pendant l'intervalle de temps  $OA$ , égal à une période  $T$ , la phase  $\varphi$  augmente de  $2\pi$ . D'une façon générale, puisque  $\varphi$  est linéaire en  $t$  :

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{2\pi}{T} = \omega \quad (1)$$

Au bas de la figure, est représentée la valeur de la fréquence  $f$ , toujours la même d'après ce qui vient d'être dit.

On peut, d'autre part (fig. 4), obtenir une représentation de  $i$  par la projection sur un axe  $OX$  d'un vecteur  $OA$ , de longueur constante  $a$ , faisant avec  $OY$  un angle égal à la phase  $\omega t + \varphi_0$ , c'est-à-dire tournant autour de  $O$  avec la vitesse angulaire  $\omega$  et faisant à l'instant  $t = 0$  un angle  $\varphi_0$  avec  $OY$ .

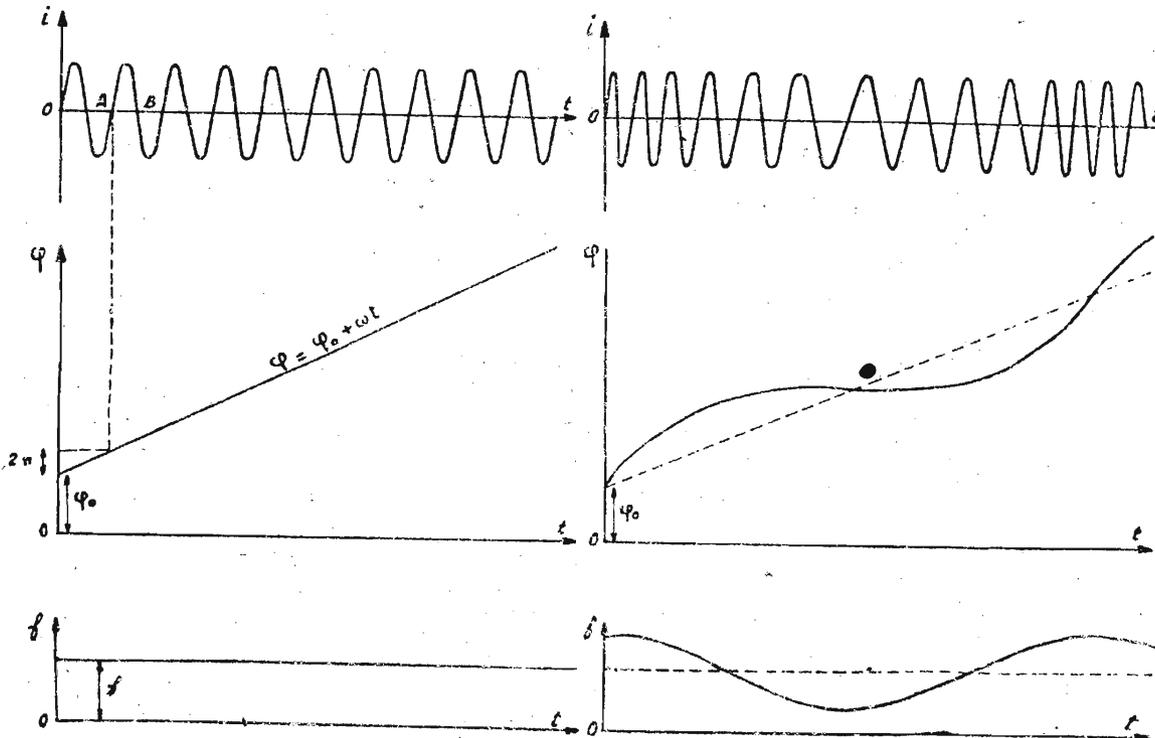


FIG. 3a.

FIG. 3b.

Pendant une période  $T$ ,  $OA$  fait un tour complet et  $\varphi$  varie de  $2\pi$ . D'autre part, les variations de  $\varphi$  sont toujours proportionnelles à celles de  $t$ , puisque  $\omega$  est constant. On a donc bien :

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{2\pi}{T} = \omega$$

Supposons alors qu'au lieu de considérer la fonction périodique précédente, nous envisagions une fonction plus générale  $i = a \sin [\varphi(t)]$ , où  $\varphi(t)$  ne sera plus linéaire en  $t$ . Nous pourrions

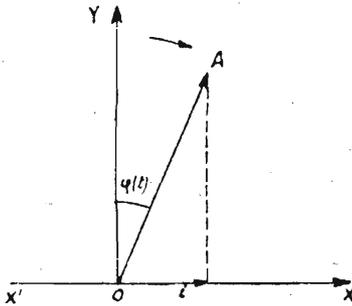


FIG. 4.

encore la représenter par la projection du même vecteur  $OA$  sur  $OX$ , mais ici la vitesse angulaire de  $OA$  ne sera plus constante. Elle aura, à chaque instant, pour valeur :

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}$$

Une telle fonction  $i$  n'est plus en général périodique, au sens ci-dessus, sa phase varie comme  $\varphi(t)$ , et les oscillations peuvent s'accroître par moment, et se ralentir ensuite. Il n'y a plus de « fréquence » au sens rigoureux précédemment indiqué, mais il est intéressant de chercher à définir une grandeur jouant dans ce cas un rôle assez analogue à celui joué par la « fréquence » pour les fonctions périodiques. Pour désigner cette grandeur, il eût été peut-être souhaitable, afin d'éviter des confusions ou des malentendus, dont on verra des exemples plus loin, de forger une expression qui ne renferme pas le mot « fréquence ». L'habitude toutefois a été prise d'employer l'expression « fréquence instantanée », malgré ce que le rapprochement de ces deux mots peut avoir de critiquable, et nous ne pouvons que nous y conformer.

Comment définir cette « fréquence instantanée » ? Un tel problème s'est posé, dès 1856, à Helmholtz, dans l'étude des vibrations sonores produites par les sirènes (dont la note varie avec le temps). Reprenant la représentation graphique de la figure 4, et le vecteur  $OA$ , dont la projection sur  $OX$  représente le mouvement non périodique  $i = a \sin [\varphi(t)]$ , Helmholtz a été amené à considérer, à l'instant  $t$ , le mouvement périodique représenté par la projection sur  $OX$  du même vecteur  $OA$ , coïncidant à cet instant avec le vecteur précédent, et ayant alors la même vitesse angulaire  $\omega$  que lui, mais pour lequel  $\omega$  reste constant, et qui tourne par conséquent à

une vitesse toujours la même. Pour ce mouvement périodique, on a :

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{2\pi}{T} = \omega$$

et 
$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t}$$

Par définition la fréquence instantanée  $f_i$  à l'instant  $t$  des oscillations non périodiques  $i = a \sin [\varphi(t)]$  sera la fréquence du mouvement périodique ainsi défini. Comme l'égalité des vitesses angulaires des vecteurs à cet instant  $t$ , donne  $\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t}$ , on a :

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} \quad (2)$$

Quant à  $\frac{d\varphi}{dt}$ , ce sera la « pulsation instantanée ».

Cette équation est extrêmement importante et il convient de ne jamais la perdre de vue quand on s'occupe de modulation de fréquence (qu'il serait plus juste de dénommer « modulation de fréquence instantanée »). La fréquence instantanée ainsi définie a bien les propriétés souhaitées : plus elle s'accroît, plus les oscillations s'accroissent, et inversement ; d'autre part, si les oscillations deviennent sinusoïdales

$$\frac{d\varphi}{dt} = \text{constante}$$

et elle s'identifie à la fréquence pure et simple  $\frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t}$ . Mais il ne faut néanmoins pas oublier ce que sa définition a de conventionnel (1).

Considérons maintenant le cas simple — et très fréquent — où, dans l'équation  $i = a \sin [\varphi(t)]$ , la fonction  $\varphi(t)$  sera de la forme :

$$\varphi(t) = \omega t + k \sin \Omega t + \varphi_0$$

$\Omega$  étant petit par rapport à  $\omega$ . La pulsation instantanée sera :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega + k\Omega \cos \Omega t$$

et la fréquence instantanée :

$$\begin{aligned} f_i &= \frac{1}{2\pi} (\omega + k\Omega \cos \Omega t) \\ &= \frac{\omega}{2\pi} \left( 1 + k \frac{\Omega}{\omega} \cos \Omega t \right) \end{aligned}$$

La fréquence instantanée se rapprochera d'autant plus de la fréquence d'un mouvement périodique que  $\frac{\Omega}{\omega}$  sera plus petit (hypothèse déjà faite), et que  $k$  sera également plus petit. Si

(1) Il suffira, pour s'en rendre compte, de noter qu'on aurait pu, tout en satisfaisant aux conditions précédemment énumérées, définir de bien d'autres façons la « fréquence instantanée » des oscillations considérées, par exemple en partant de l'intervalle de temps qui sépare deux zéros successifs de la fonction  $i = a \sin [\varphi(t)]$ , ou de l'intervalle de temps qui sépare deux maxima ou deux minima successifs.

$k = 0$ , elle s'identifiera avec la fréquence pure et simple des oscillations sinusoïdales obtenues, et c'est bien l'une des conditions que l'on cherchait à remplir.

Les propriétés de la « fréquence instantanée » seront donc voisines de celles de la « fréquence » d'oscillations périodiques — et cela d'autant plus que  $\Omega$  sera plus petit par rapport à  $\omega$  — mais ces propriétés ne seront cependant pas identiques. Si, au cours de certains raisonnements, on aboutit à une contradiction apparente, il faudra se reporter à la définition, et examiner si l'on n'a pas attribué inconsciemment à la « fréquence instantanée » des propriétés qu'elle n'a pas, et que, seule, aurait la « fréquence » d'oscillations périodiques.

Sur la figure 3 (b), on a reproduit, en haut, la courbe de l'intensité  $i$  :

$i = a \sin [\varphi(t)] = a \sin (\omega t + k \sin \Omega t + \varphi_0)$   
 et, au-dessous, la courbe représentant la phase  $\varphi$  en fonction du temps :

$$\varphi = \varphi_0 + \omega t + k \sin \Omega t$$

Cette phase oscille autour de la droite  $\varphi_0 + \omega t$  et elle se trouve ainsi « modulée » à la fréquence correspondant à la pulsation  $\Omega$ .

On pourrait, d'ailleurs, faire abstraction du terme constant  $\varphi_0$  et du terme proportionnel au temps  $\omega t$ , et représenter simplement les variations de phase par la sinusoïde  $k \sin \Omega t$ . Dans bien des problèmes, en effet, interviennent seules les différences de phase entre des oscillations de

même fréquence porteuse  $\frac{\omega}{2\pi}$ .

Enfin, au bas de la figure, sont représentées les variations de la « fréquence instantanée »

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{2\pi} (\omega + k\Omega \cos \Omega t)$$

On voit qu'elle oscille de part et d'autre de la fréquence  $\frac{\omega}{2\pi}$  du mouvement oscillatoire périodique qui existerait en l'absence de modulation, et que ses oscillations, du fait du terme cosinus, sont en avance de  $\frac{\pi}{2}$  sur celles de  $\varphi$ .

On remarquera aussi que l'amplitude des oscillations de la phase  $\varphi$ , exprimée en radians, est  $k$ , et que l'amplitude des oscillations de la fréquence instantanée  $f$ , exprimée en cycles par unité de temps, est  $\frac{k\Omega}{2\pi}$ . Cette amplitude est donc, dans le cas considéré, proportionnelle, toutes choses égales d'ailleurs, à la fréquence de modulation  $\frac{\Omega}{2\pi}$ , tandis que l'amplitude des variations de phase est indépendante de cette fréquence de modulation.

Sur l'ensemble des figures 5 (a, b, c, d, e, f) on a indiqué divers types de variations de la phase (abstraction faite du terme proportionnel au temps  $\omega t$ , et naturellement aussi, du terme constant  $\varphi_0$ ) et les variations de la fréquence instantanée  $f$  correspondantes. On n'oubliera pas, dans l'interprétation de ces courbes, qu'étant donné la manière dont la phase entre dans la définition de

la fonction considérée, une variation instantanée de  $2\pi$  de la phase est assimilable à une variation nulle, et que les variations instantanées de  $+\pi$  ou de  $-\pi$  sont équivalentes.

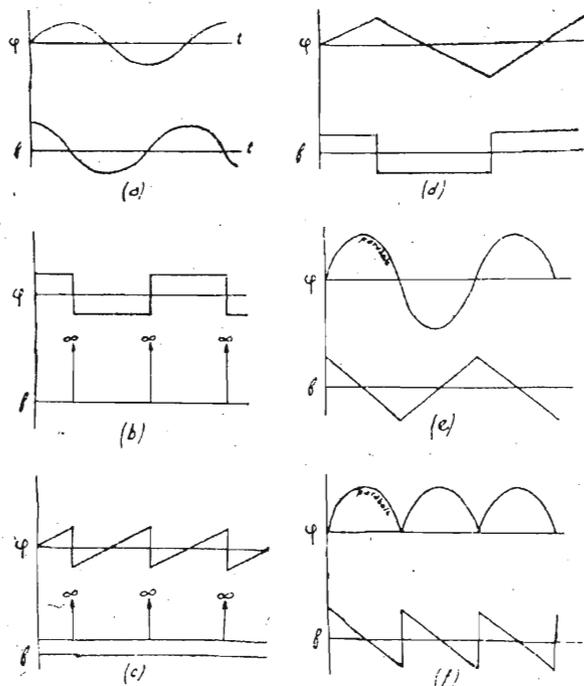


FIG. 5.

La figure 5 (a) a trait à des variations sinusoïdales de  $\varphi$ , avec les variations correspondantes de  $f$ , décalées de  $\frac{\pi}{2}$  en avant de  $\varphi$ , comme il vient d'être indiqué.

La figure 5 (b) concerne des variations brusques de  $\varphi$ , dans un sens et dans l'autre. La fréquence reste constante, sauf aux moments des variations brusques, où elle prend une valeur infinie. On passe aisément de ce cas théorique au cas où les variations de la phase, sans être infiniment rapides, sont très brèves.

Sur la figure 5 (c), la phase varie « en dents de scie ». La fréquence a les mêmes variations que précédemment (les variations de phase pouvant être ramenées les unes aux autres, puisqu'on a éliminé le terme proportionnel au temps).

La figure 5 (d) montre des variations de phase « en triangle ». La fréquence prend successivement deux valeurs correspondant aux deux pentes différentes de la ligne brisée représentant  $\varphi$ .

Si les variations de la phase sont paraboliques (fig. 5 e), celles de la fréquence présentent la forme « en triangle ». Enfin, si ces variations de la phase, tout en étant paraboliques, présentent l'aspect de la figure 5 (f), les variations de la fréquence prennent l'aspect des dents de scie.

On pourrait citer bien d'autres exemples. Dans chaque cas, la relation entre les deux courbes découle de la formule (2) ci-dessus, et des remarques faites précédemment.

**E. — Modulation dite « de phase » et modulation dite de « fréquence ».**

Ces définitions posées, reprenons l'équation du courant  $i$  :

$$i = a \sin [\varphi(t)] \quad (3)$$

et essayons de « moduler » un élément autre que l'amplitude — par exemple la phase, ou la fréquence instantanée — pour suivre le rythme d'un courant téléphonique sinusoïdal :

$$I = A \sin \Omega t. \quad (4)$$

Examinons d'abord le cas de la phase, et supposons que, par un procédé électrique, qui sera étudié ultérieurement, nous puissions la faire varier avec  $\sin \Omega t$ , de façon qu'elle soit représentée à chaque instant par

$$\varphi(t) = \omega_0 t + kA \sin \Omega t + \varphi_0 \quad (5)$$

$k$  étant un certain coefficient de proportionnalité.

Le courant oscillant ainsi modulé a pour valeur :

$$i = a \sin (\omega_0 t + kA \sin \Omega t + \varphi_0) \quad (6)$$

L'amplitude maxima de la variation de phase (appelée « déviation » ou « excursion » de phase (1)) est  $kA$ . Elle est d'autant plus grande que  $A$  est plus grand, et, par conséquent, que la modulation doit être plus intense, ou, si l'on veut, pour reprendre le langage de la modulation d'amplitude, « plus profonde ».

Quant à la fréquence instantanée des oscillations, elle a pour valeur :

$$f = \frac{1}{2\pi} (\omega_0 + kA \Omega \cos \Omega t) \quad (7)$$

Elle est donc, elle aussi, modulée à la fréquence correspondant à la pulsation  $\Omega$ , mais avec

le déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  en avant sur la modulation de

la phase déjà noté, et avec une « déviation » ou une « excursion » de fréquence instantanée

née  $\frac{kA\Omega}{2\pi} = kA F$ , si  $F$  est la fréquence de

modulation. Cette déviation est donc, elle aussi, proportionnelle à  $A$ , mais, de plus, elle est proportionnelle à  $F$ .

En agissant ainsi sur la phase, nous avons donc obtenu une modulation *simultanée* de phase et de fréquence instantanée, qu'on a pris l'habitude de dénommer « modulation de phase ».

(1) Parfois aussi « indice de modulation de phase », représenté par  $m$ .

(2) Il est aussi un autre motif qui peut justifier cette dénomination. D'une façon générale, il est logique que, quel que soit le type de modulation, la profondeur de celle-ci, qui varie avec l'intensité du courant de modulation, ne varie pas avec la fréquence de ce courant. C'est ainsi que dans la modulation d'amplitude, la profondeur de modulation ne dépend pas de la fréquence (l'amplification BF qui précède l'organe de modulation étant supposée uniforme). Ici, la déviation de phase est l'élément qui ne varie pas avec la fréquence de modulation, tandis que la déviation de fréquence (instantanée) croît proportionnellement à cette fréquence. D'où une préférence pour la dénomination « modulation de phase ».

(3) Une modulation analogue peut se retrouver dans certains mouvements de sirènes acoustiques, lorsqu'on fait varier la fréquence en accélérant et ralentissant leur rotation, tout en augmentant l'amplitude des variations.

parce que c'est la phase qui suit les variations du courant de modulation, les variations de la fréquence instantanée étant décalées de  $\frac{\pi}{2}$  sur ce courant (2).

Examinons maintenant le cas où, par un procédé quelconque, on ferait varier la fréquence instantanée des oscillations en fonction du courant de modulation  $I = A \sin \Omega t$ .

On pourrait être tenté, par analogie avec ce qui vient d'être fait pour la modulation de phase, de chercher la valeur du courant obtenue, en fonction du temps, en portant dans l'équation  $i = a \sin (\omega t + \varphi_0)$ , l'expression :

$$\omega = \omega_0 + kA \sin \Omega t, \text{ d'où :}$$

$$i = a \sin [(\omega_0 + kA \sin \Omega t)t + \varphi_0] \quad (8)$$

Une telle modulation pourrait, sans doute, être réalisée, au moins pendant un certain temps, par des dispositifs électriques, d'ailleurs assez compliqués, mais elle ne répondrait pas au but recherché, car la fréquence instantanée des oscillations ci-dessus a pour valeur :

$$f = \frac{1}{2\pi} [\omega_0 + tkA\Omega \cos \Omega t + kA \sin \Omega t]$$

et elle renferme un terme  $tkA\Omega \cos \Omega t$ , dont l'amplitude maxima croît indéfiniment avec le temps (3). La fréquence instantanée n'est donc pas proportionnelle au courant de modulation  $I$ .

En réalité, il faut que la fréquence instantanée soit de la forme :

$$f = \frac{1}{2\pi} (\omega_0 + kA \sin \Omega t)$$

d'où :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + kA \sin \Omega t$$

et  $\varphi = \varphi_0 + \omega_0 t - \frac{kA}{\Omega} \cos \Omega t$ ,

ce qui conduit à :

$$i = a \sin (\omega_0 t - \frac{kA}{\Omega} \cos \Omega t + \varphi_0). \quad (9)$$

C'est bien l'équation d'un courant dont la fréquence instantanée est modulée par  $I = A \sin \Omega t$ . Cette équation est à rapprocher de l'équation (6) donnant le courant dont la phase est modulée de la même manière.

La « déviation » ou l'« excursion » de fréquence instantanée est  $\frac{kA}{2\pi}$ , d'autant plus grande que la modulation est plus profonde, et indépendante de la fréquence  $F = \frac{\Omega}{2\pi}$  du courant de modulation. Si  $\Delta\omega_0 = kA$  est l'excursion correspondante de la pulsation, l'indice de modulation en fréquence déjà défini sera  $m_f = \frac{\Delta\omega_0}{\Omega} = \frac{\Delta f}{F}$ .

La phase est aussi modulée à la fréquence  $\Omega$ , avec un retard de  $\frac{\pi}{2}$  sur la modulation de la fré-

quence instantanée, comme ci-dessus. La déviation ou l'excursion de phase est  $\frac{kA}{\Omega}$ , d'autant plus grande, elle aussi, que la modulation est plus profonde, mais *inversement proportionnelle* à la pulsation  $\Omega$  — ou à la fréquence  $F$  — du courant de modulation.

Nous obtenons donc encore dans ce cas une modulation *simultanée* de phase et de fréquence instantanée, qu'on a pris l'habitude de dénommer « modulation de fréquence » parce que c'est la fréquence (instantanée) qui suit les variations du courant de modulation, les variations de phase étant décalées de  $\frac{T}{2}$  sur ce courant (1).

C. — Représentation graphique.

Revenons maintenant à la représentation graphique d'une oscillation modulée dont le principe a été rappelé plus haut (fig. 4). Soit tout d'abord à représenter le courant sinusoïdal non modulé :

$$i = a \sin \omega t$$

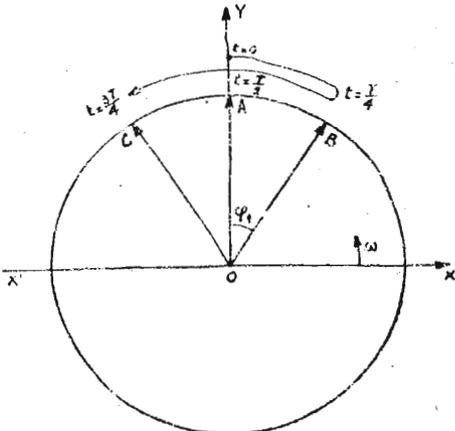


FIG. 6.

Comme il a déjà été indiqué, on pourra le figurer par la projection sur un axe horizontal OX d'un vecteur OA de longueur  $a$  tournant avec la vitesse angulaire  $\omega$  autour de O en partant d'une certaine position origine, par exemple la position verticale suivant l'axe OY.

Si l'on donne à toute la figure un mouvement de rotation autour de O, de vitesse angulaire  $\omega$ , et de sens inverse de celui du mouvement précédemment envisagé, OA restera fixe, et ce sont les axes OY et OX qui tourneront ;  $i$  sera toujours la projection de OA sur OX, à un instant déterminé. Dès lors, des oscillations sinusoïdales

(1) Comme ci-dessus, on notera que, dans ce cas, la déviation de fréquence est indépendante de la fréquence de modulation, tandis que la déviation de phase lui est inversement proportionnelle. D'où un nouveau motif pour le dénomination « modulation de fréquence ».

(2) Mais il faut se rappeler cette simplification, et reprendre ce terme si l'on veut comparer, à un moment donné, les phases de deux oscillations de fréquences porteuses différentes  $\frac{\omega_1}{2\pi}$  et  $\frac{\omega_2}{2\pi}$ .

d'amplitude constante seront représentées, avec cette convention, par le vecteur OA vertical. Si ces oscillations sont modulées en amplitude (sans aucune modulation de phase ou de fréquence instantanée), la direction de OA restera fixe, mais la longueur OA variera entre deux limites OA<sub>1</sub> et OA<sub>2</sub> par exemple.

Si, au lieu d'une modulation d'amplitude, on produit une modulation de phase, le vecteur OA, dont la longueur restera alors constante, tournera entre deux positions extrêmes OB et OC, correspondant aux déviations  $+\varphi_1$  et  $-\varphi_1$  pour la phase (fig. 6).

Partant, par exemple, de OA (déviation de phase nulle) au temps  $t=0$ , le vecteur tournera vers la droite avec une vitesse variant sinusoidalement et s'annulant au temps  $t = \frac{T}{4}$  (T étant

la période de modulation) lorsque le vecteur a la direction OB. Il se déplacera alors vers la gauche avec une vitesse croissante, pour passer de nouveau en OA au temps  $t = \frac{T}{2}$  et se diriger vers OC avec une vitesse décroissante. Il atteindra OC au temps  $t = \frac{3T}{4}$ , pour revenir ensuite vers OA.

Dans l'hypothèse où nous nous sommes placés d'une phase nulle au temps  $t=0$ , la phase des oscillations se décomposera en deux termes :

- a) L'un,  $\omega t$ , proportionnel à la vitesse de rotation  $\omega$  des axes ;
- b) L'autre,  $\varphi$ , égal, à chaque instant, à l'angle du vecteur oscillant avec OY ; c'est  $\varphi$  qui varie entre  $-\varphi_1$  et  $+\varphi_1$ .

Tant qu'il s'agit de comparer des modulations d'une même fréquence porteuse  $\frac{\omega}{2\pi}$  on peut

faire abstraction du premier terme (2) et se contenter de représenter les variations de phase par les variations de l'angle  $\varphi$ .

Sur la figure 7 (a) la courbe 1 indique les variations de phase ainsi obtenues, et, sur la figure 7 (b) la courbe 1 donne les variations de fréquence instantanée correspondantes. La fréquence instantanée est maxima au moment où la phase varie le plus rapidement, c'est-à-dire dans la direction OA, et elle s'annule au moment où la déviation de phase passe par un maximum ou un minimum, c'est-à-dire lorsque le vecteur est dans les directions OB et OC (car alors la vitesse de variation de phase, toujours abstraction faite du terme  $\omega t$ , devient nulle).

Si, maintenant, nous considérons une fréquence de modulation supérieure à la précédente, avec la même déviation de phase, le vecteur OA oscillera toujours entre les positions OB et OC, mais plus rapidement, et la courbe représentant les variations de phase sera la courbe 2 de la figure 7 (a).

Quant à la fréquence instantanée, elle sera toujours maxima au moment où la variation de

phase sera la plus rapide, c'est-à-dire dans la direction OA, mais ce maximum sera plus grand que précédemment, puisque la valeur maxima de la variation de phase est elle-même plus grande, l'angle BOC étant parcouru par le vecteur OA en un temps plus court, et la pente de la courbe 2 de la figure 7 (a), à l'instant  $t=0$ , étant supérieure à la pente de la courbe 1. La courbe de la fréquence instantanée aura ainsi la forme de la courbe 2 de la figure 7 (b).

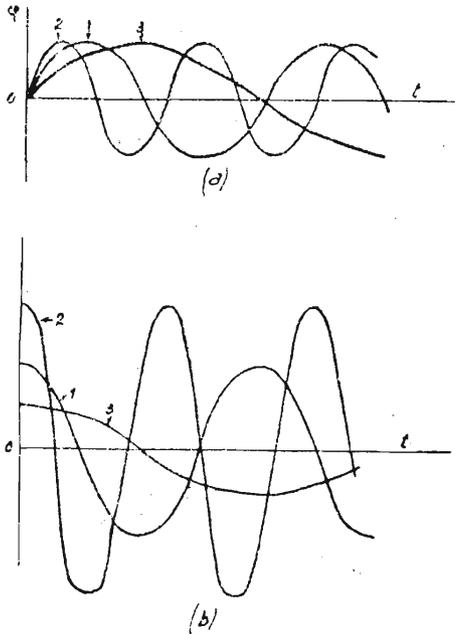


FIG. 7.

Inversement, si nous passons maintenant au cas d'une fréquence de modulation inférieure à la première fréquence étudiée, le mouvement du vecteur OA entre OB et OC sera plus lent, et la courbe de variation de phase sera la courbe 3 de la figure 7 (a).

La courbe de variation de fréquence, de son côté, sera la courbe 3 de la figure 7 (b) et son maximum qui aura toujours lieu pour  $t=0$ , sera inférieur au premier, puisque la vitesse angulaire du vecteur OA, à ce moment-là, sera plus faible que précédemment.

On retrouve ainsi les caractéristiques déjà indiquées de la modulation dite « de phase ». Sur la figure 6 on a considéré, pour simplifier le dessin, des déviations maxima de phase inférieures à  $\pi$ , alors qu'en pratique elles sont en général, très supérieures. Mais le raisonnement ne serait pas modifié si le vecteur OA, dans son excursion symétrique vers la droite ou vers la gauche, faisait plusieurs fois le tour de la circonférence.

Examinons maintenant la modulation dite « de fréquence » et considérons d'abord la fréquence de modulation de période T. Le vecteur OA oscille alors entre les positions symétriques OB<sub>1</sub> et OC<sub>1</sub>, où la déviation de phase est maxima et a la valeur

$\varphi_1$  (fig. 8). La déviation de fréquence maxima est atteinte au moment où le vecteur OA passe par la verticale, instant que nous choisirons pour ori-

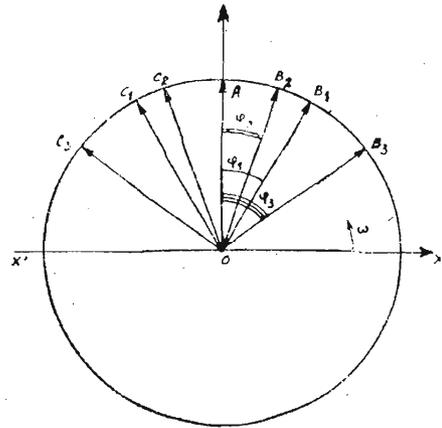


FIG. 8.

gine ( $t=0$ ), ce qui fait envisager un courant de modulation variant comme  $\cos 2\pi \frac{t}{T}$  (alors que le courant de modulation envisagé ci-dessus pour la modulation de phase variait comme  $\sin 2\pi \frac{t}{T}$ ).

Les variations de phase sont représentées par la courbe 1 de la figure 9 (a) et les variations de fréquence instantanée par la courbe 1 de la

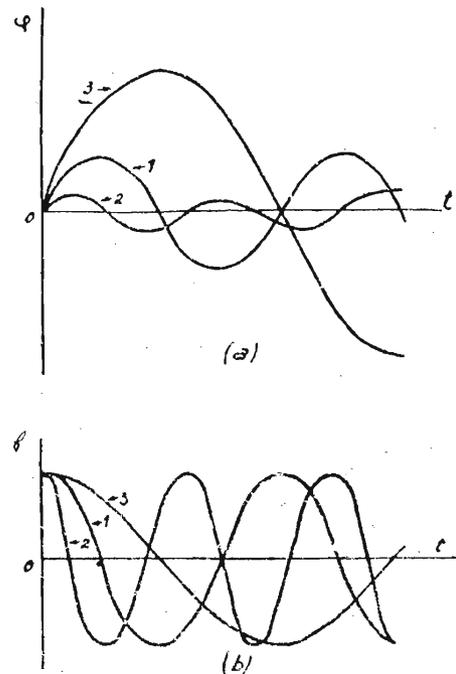


FIG. 9.

figure 9 (b), qui ne nécessitent pas d'explications supplémentaires.

Considérons alors une fréquence de modulation plus grande. Comme on veut que la déviation de

fréquence reste constante, il faut que la vitesse angulaire du vecteur OA, lorsqu'il passe par la verticale, soit la même que précédemment, et, dès lors, ce vecteur, au cours de la période de modulation plus brève, n'oscillera qu'entre les positions OB et OC<sub>2</sub>, avec une déviation de phase maxima φ<sub>2</sub> inférieure à φ<sub>1</sub>.

La courbe 2 de la figure 9 (a) représente ces variations de phase, et la courbe 2 de la figure 9 (b) les variations de la fréquence instantanée.

Inversement, si l'on passe au cas d'une fréquence de modulation plus basse, le vecteur OA oscillant sinusoidalement atteindra les directions OB<sub>3</sub> et OC<sub>3</sub> avec une déviation de phase maxima φ<sub>3</sub>, plus grande que dans les autres cas.

La courbe 3 de la figure 9 (a) indique les variations de phase et la courbe 3 de la figure 9 (b) les variations de fréquence. On notera que, puisque les courbes 1, 2 et 3 de la figure 9 (b) doivent passer par le même maximum au temps t = 0, et que, d'ailleurs, à ce moment-là, la vitesse angulaire du vecteur OA qui se trouve dans la direction verticale, vitesse qui caractérise l'excursion maxima de fréquence, doit être la même quelle que soit la fréquence de modulation, les trois sinusoides 1, 2 et 3 de la figure 9 (a) sont tangentes entre elles à l'origine.

On retrouve donc également, pour la modulation dite « de fréquence », les propriétés précédemment énumérées.

**D. — Passage de la modulation « de fréquence » à la modulation « de phase », et réciproquement.**

De ce qui précède, il résulte d'ailleurs qu'on peut passer assez aisément d'un type de modulation à l'autre. Il suffit pour cela d'agir sur les caractéristiques du circuit basse fréquence transmettant la modulation à l'émetteur, de façon à réaliser, suivant le cas, la proportionnalité de la

RL tel que pour toutes les fréquences de modulation  $F = \frac{\Omega}{2\pi}$  on ait  $R \ll \Omega L$ . Si E<sub>1</sub> et E<sub>2</sub> sont les tensions BF avant et après le circuit, il en résulte  $E_2 = E_1 \frac{L}{R} \Omega$ . E<sub>2</sub> est proportionnel à la fréquence de modulation, la déviation de fréquence de l'émetteur deviendra donc aussi proportionnelle à cette fréquence, tandis que la déviation de phase (précédemment inversement proportionnelle à cette fréquence) en deviendra indépendante. En même temps, E<sub>2</sub> sera en avance de  $\frac{\pi}{2}$  sur E<sub>1</sub> et les variations de phase des signaux émis seront en phase avec E<sub>1</sub>. Tout compte fait, les signaux émis seront modulés *en phase*, au sens ci-dessus.

Supposons maintenant (fig. 10 b), que nous disposions d'un émetteur à modulation de phase. Intercalons le circuit RC, tel que  $R \gg \frac{1}{C\Omega}$ . Alors

$E_2 = E_1 \frac{1}{RC\Omega}$ . la déviation de phase devient inversement proportionnelle à la fréquence de modulation, la déviation de fréquence en devient indépendante, E<sub>2</sub> est en retard de  $\frac{\pi}{2}$  sur E<sub>1</sub> : les signaux émis sont modulés en fréquence.

Chose curieuse, les différences ou les ressemblances entre ces deux types de modulation, affectant tous deux *simultanément* la phase et la fréquence instantanée, ont donné lieu, à l'étranger, à de longues discussions qui ne paraissent pas terminées. Il semble qu'on puisse trouver, au moins en partie, leur origine dans l'oubli du fait que les dénominations de « modulation de fréquence » et « modulation de phase » sont conventionnelles, et ne signifient nullement que, dans le premier cas, le seul élément modulé serait la fréquence, et, dans le second, la phase. Il ne saurait y avoir de malentendu si l'on se rappelle les principes suivants, qui découlent de ce qui vient d'être dit :

1° Toute modulation de la phase d'un courant agit aussi sur la fréquence instantanée, et réciproquement (1). Il n'y a, en réalité, que des précédés de « modulation simultanée de la phase et de la fréquence instantanée ».

2° Dans tous les cas, si la modulation est sinusoidale, la phase et la fréquence instantanée varient à la fréquence F de la modulation, et sont décalées de  $\frac{\pi}{2}$  l'une sur l'autre, les variations de

(1) Il est à peine besoin de souligner combien est erronée l'opinion parfois exprimée qu'il y a « modulation de phase » lorsque la déviation de phase n'exécède pas 2π et « modulation de fréquence » lorsque cette déviation excède le tour de la circonférence. En réalité, que la déviation de phase soit de quelques minutes d'angle, ou qu'elle atteigne plusieurs dizaines de milliers de fois le tour de la circonférence, il y a toujours modulation simultanée de phase et de fréquence instantanée. La différenciation faite entre la « modulation de phase » et la « modulation de fréquence » ne fait intervenir en rien le grandeur des déviations de phase ou de fréquence instantanée.

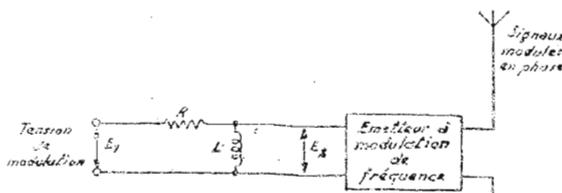


FIG. 10 a.

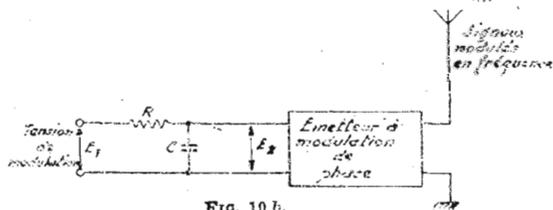


FIG. 10 b.

déviations de fréquence à la fréquence de modulation, ou la loi inverse pour l'excursion de phase.

Supposons (fig. 10 a), que l'on possède un poste émetteur à modulation de fréquence. Disposons à l'entrée de la tension de modulation un circuit

fréquence étant en avance sur les variations de phase. Si une distorsion non linéaire affecte l'une, l'autre est également distordue ;

3° Si l'on s'arrange pour que la phase suive les variations du courant de modulation (les variations de fréquence instantanée étant alors en avance de  $\frac{\pi}{2}$  sur ce courant), on obtient le procédé de modulation de la phase et de la fréquence instantanée conventionnellement dénommé « modulation de phase », et qui a les propriétés énumérées ci-dessus ;

4° Si l'on s'arrange pour que la fréquence instantanée suive les variations du courant de modulation (les variations de phase étant alors en retard de  $\frac{\pi}{2}$  sur ce courant), on a le procédé de modulation de la phase et de la fréquence ins-

stantanée conventionnellement dénommé « modulation de fréquence », et qui a les propriétés énumérées ci-dessus.

C'est de ce dernier type de modulation — qui a certains avantages sur le premier en ce qui concerne la protection contre les parasites et les bruits de fond — que, sauf indication contraire, il sera exclusivement question dans la suite (1). On lui gardera la désignation, consacrée par l'habitude, de « modulation de fréquence », en n'oubliant pas qu'il s'agit de la fréquence *instantanée*, telle qu'elle a été définie précédemment.

(1) La « modulation de phase » peut, par contre, dans certaines conditions d'emploi, présenter des avantages sur la modulation de fréquence, en ce qui concerne par exemple les caractéristiques de propagation des ondes. On pourra consulter à son sujet l'article de Crosby : *Communications par modulation de phase*, P. R. I., février 1939, et celui de Lautenschlager : *Oscillateurs à phase modulée*, E. N. T., 31, 1934.

## CHAPITRE IV

### PRODUCTION D'OSCILLATIONS MODULÉES EN FRÉQUENCE

Les nombreux procédés employés pour produire, amplifier et rayonner des ondes modulées en fréquence seront étudiés en détail plus loin, lorsqu'on examinera la technique des postes émetteurs. On se bornera ici aux notions fondamentales et aux systèmes de base.

#### A. — Variation des éléments d'un auto-oscillateur.

La fréquence d'un auto-oscillateur à lampe étant, en première approximation, déterminée par le produit  $LC$  de la self et de la capacité de son circuit oscillant, la première idée qui vient à l'esprit consiste à faire varier  $C$ , ou  $L$ , en fonction de la tension de modulation. Si l'on ne veut pas que l'amplitude des oscillations produites varie (ce qui introduirait une modulation d'amplitude venant s'ajouter à la modulation de fréquence), ces variations doivent évidemment être limitées. Il reste à voir si les oscillations obtenues ont bien la forme trouvée ci-dessus lors de la définition de la « modulation de fréquence ».

Le calcul a souvent été fait (Bibl. 3), et est devenu classique. Supposons que nous fassions varier  $C$ ,  $L$  restant fixe (fig. 11).  $v$  étant la tension aux bornes de la self (et du condensateur),  $i$  le courant,  $q$  la charge de  $C$  à l'instant  $t$ , on a :

$$L \frac{di}{dt} + \frac{q}{C(t)} = 0 \quad (10)$$

$$\text{ou, comme } i = \frac{dq}{dt}$$

$$L \frac{d^2q}{dt^2} + \frac{q}{C(t)} = 0$$

$$\text{ou, en posant } \omega^2(t) = \frac{1}{LC(t)}$$

$$\frac{d^2q}{dt^2} + q\omega^2(t) = 0 \quad (11)$$

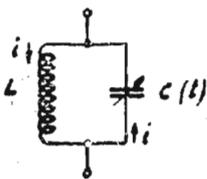


FIG. 11.

Soit  $\Omega$  la pulsation de la modulation. On fait varier  $C$  de telle façon que

$$C(t) = C_0 + \Delta C \sin \Omega t,$$

d'où :

$$\omega^2(t) = \frac{1}{LC(t)} = \frac{1}{LC_0 \left(1 + \frac{\Delta C}{C_0} \sin \Omega t\right)}$$

$$\approx \frac{1}{LC_0} \left(1 - \frac{\Delta C}{C_0} \sin \Omega t\right) = \omega_0^2 \left(1 + 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \sin \Omega t\right)$$

$$\text{en posant } \frac{1}{LC_0} = \omega_0^2$$

L'équation (11) ci-dessus devient :

$$\frac{d^2q}{dt^2} + q\omega_0^2 \left(1 + 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \sin \Omega t\right) = 0 \quad (12)$$

qui est une équation de Mathieu.

Si  $\frac{\Delta \omega}{\omega_0}$  reste petit, et si  $\Omega$  est faible par rap-

port à  $\omega_0$  (réserve déjà formulée plus haut), on en tire :

$$q = q_0 \cos \left( \omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\Omega} \cos \Omega t \right) \quad (13)$$

$q$  est modulé sinusoidalement, et sa pulsation instantanée est :

$$\omega_0 - \Delta \omega \sin \Omega t$$

La déviation de fréquence (ou sa pulsation) est indépendante de  $\Omega$ , c'est bien la modulation de fréquence définie précédemment. Quant à  $i$  et à  $v$ , si  $\Delta \omega$  est petit devant  $\omega_0$ , ils ont une forme analogue.

Le moyen le plus simple de réaliser un tel système consisterait à placer dans le circuit oscil-

lant un microphone-condensateur C (fig. 12 a), ou bien (fig. 12 b) à réaliser un condensateur dont l'une des armatures C serait fixe, tandis que l'autre A, serait entraînée par exemple par la

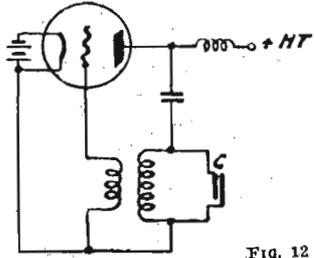


FIG. 12 a.

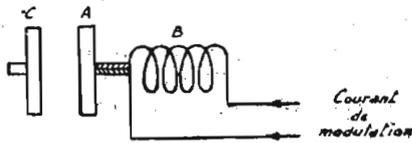


FIG. 12 b.

bobine mobile B d'un haut-parleur électrodynamique, alimenté par le courant de modulation, préalablement amplifié. Mais le premier système se heurte à la difficulté d'amener la haute fréquence au microphone lui-même. Le second est réalisable pour des postes de petite puissance, mais la loi de variation de la capacité en fonction du courant de modulation n'est pas linéaire (1), et, d'autre part, on introduit très vite une modulation d'amplitude, si l'on cherche à accroître la déviation de fréquence, c'est-à-dire la profondeur de modulation. Le moyen d'éviter cet inconvénient consiste, comme on le verra plus loin, à opérer la modulation sur une fréquence porteuse basse, et avec une déviation de fréquence faible, puis à multiplier la fréquence par des étages multiplicateurs (doubleurs ou tripleurs) successifs. La déviation de fréquence se trouve multipliée par le même coefficient que la fréquence porteuse.

**B. — Variation des éléments d'un étage amplificateur.**

Si, au lieu d'utiliser le circuit LC, à capacité périodiquement variable, dans un montage auto-oscillateur, nous l'intercalons — par exemple comme circuit d'anode — dans un étage amplificateur excité par une source de fréquence constante, nous obtenons alors une modulation de la phase des oscillations. Mais cette modulation s'accompagne très vite d'une modulation d'amplitude notable, qui rend le procédé peu pratique. Dans le cas précédent, en effet, l'amplitude des

(1) Un dispositif de principe analogue, récemment utilisé dans certains générateurs étalonnés produisant, pour le réglage des récepteurs, des signaux modulés en fréquence, permet de réaliser cette linéarité. Il comprend une armature mobile de condensateur fixée à la partie vibrante du mouvement de haut-parleur, et constituée par plusieurs petits cylindres concentriques, entrant plus ou moins profondément, au cours des vibrations, entre des cylindres analogues, fixes et isolés, constituant l'autre armature. On réalise ainsi des variations de capacité proportionnelles aux déplacements de la bobine mobile.

oscillations engendrées restait sensiblement constante quand C variait, tant que la résistance apparente du circuit pour sa fréquence d'accord gardait à peu près la même valeur. Ici au contraire, et à moins que le circuit soit très amorti, l'intensité tombe très vite dès que la variation de C entraîne le désaccord par rapport aux oscillations forcées. Aussi ce procédé de modulation n'a-t-il pas reçu — du moins sous cette forme — d'application pratique.

**C. — Lampe à réactance variable.**

Il est possible de combiner les circuits d'une lampe triode ou penthode pour qu'elle joue, aux bornes d'un circuit oscillant, le rôle de la capacité variable utilisée ci-dessus, cette capacité fixe

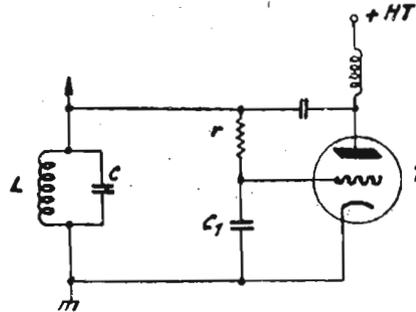


FIG. 13.

variable variant avec la tension d'une électrode, reliée dès lors au microphone. C'est le montage dit de la « lampe à réactance variable », très utilisé dans les émetteurs à modulation de fréquence (Bibl. 1).

La figure 13 le représente. Le circuit LC est le circuit oscillant d'un auto-oscillateur non figuré. Il est également parcouru par la composante haute fréquence du courant plaqué de la triode T.

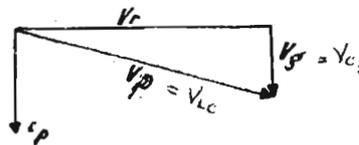


FIG. 14.

La grille reçoit une tension d'excitation proportionnelle à la tension  $V_p$  apparaissant aux bornes de LC, mais déphasée d'environ  $\frac{\pi}{2}$  en arrière.

Ceci est obtenu au moyen de la résistance  $r$  et de la capacité  $C_1$ , la réactance de celle-ci étant faible devant  $r$ . Sur le diagramme de la figure 14, on voit la tension  $V_p$  et les tensions  $V_r$  et  $V_g$  apparaissant aux bornes de  $r$  et de  $C_1$ .  $V_g$  est perpendiculaire à  $V_r$  et très près d'être perpendiculaire à  $V_p$ . Dès lors, le courant plaqué de T, parcourant le circuit LC accordé, est en phase avec  $V_g$  et est représenté par le vecteur  $i_p$ . Il est en avance

d'environ  $\frac{\pi}{2}$  sur  $V_p$  et tout se passe comme si l'intervalle filament plaque de la lampe équiva-



tribue par conséquent encore à la réduction de la fréquence des oscillations. La déviation de fréquence de  $L_1$ , au cours de la modulation, est donc augmentée de ce fait.

qui est ensuite transformée en modulation de fréquence par le procédé déjà indiqué.

Certains de ces systèmes seront exposés lors de l'étude de la technique des postes émetteurs. On

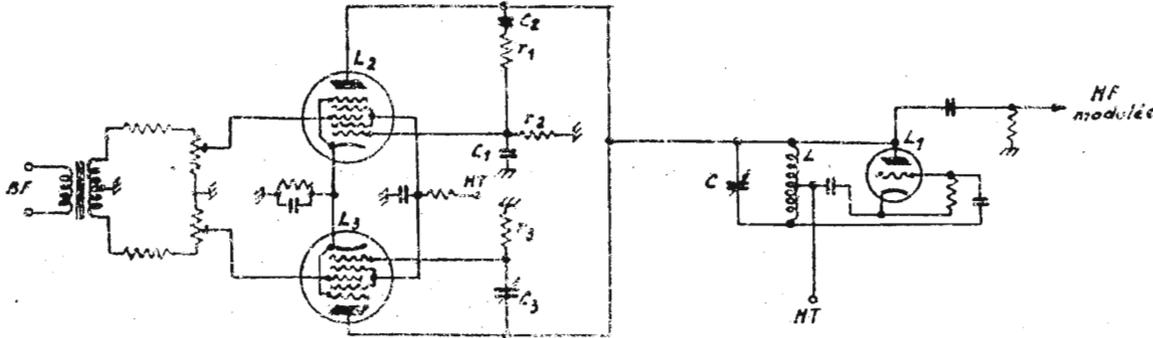


FIG. 18.

Mais, si une variation de tension d'alimentation intervient, affectant les lampes  $L_2$  et  $L_3$ , la variation de la capacité équivalente à la lampe  $L_2$  agit alors en sens inverse de la variation de la self-induction équivalente à la lampe  $L_3$ . Moyennant un dimensionnement convenable des divers organes, une compensation peut s'établir, maintenant dès lors constante la fréquence des oscillations de la lampe  $L_1$ .

Il arrive, d'ailleurs, en général, que l'influence des variations des tensions d'alimentation sur la seule lampe  $L_1$  produit une variation de la fréquence des oscillations engendrées. En déséquilibrant l'ensemble des circuits des lampes  $L_2$  et  $L_3$  par le jeu du condensateur variable  $C_2$ , on peut alors — sans qu'il s'ensuive une déformation de la modulation — obtenir un effet de compensation, ce qui fait jouer aux lampes  $L_2$  et  $L_3$  le rôle accessoire de stabilisatrices de la fréquence des oscillations de la lampe  $L_1$ , vis-à-vis des variations des tensions d'alimentation.

se bornera, pour le moment, à fournir des indications sommaires sur les dispositifs suivants :

1° Modulation de fréquence par système magnétique.

Si un auto-oscillateur (fig. 19) comporte des circuits d'entretien renfermant une self-inductance à fer pour haute fréquence, on peut faire varier la perméabilité de ce fer par l'action du courant basse fréquence de modulation traversant un bobinage spécial, la perméabilité dynamique du fer augmentant en effet au début avec l'induction, et d'une manière suffisamment linéaire. Dès lors, le montage de la figure 19 provoque une certaine modulation de fréquence des oscillations émises, la déviation devant toutefois être limitée pour qu'il ne s'y ajoute pas une modulation d'amplitude (Bibl. 12).

2° Modulation de phase par lampes en quadrature.

Les oscillations haute fréquence du maître-

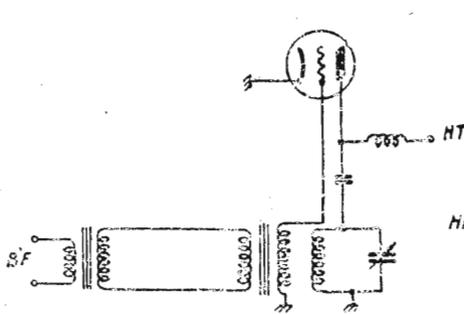


FIG. 19.

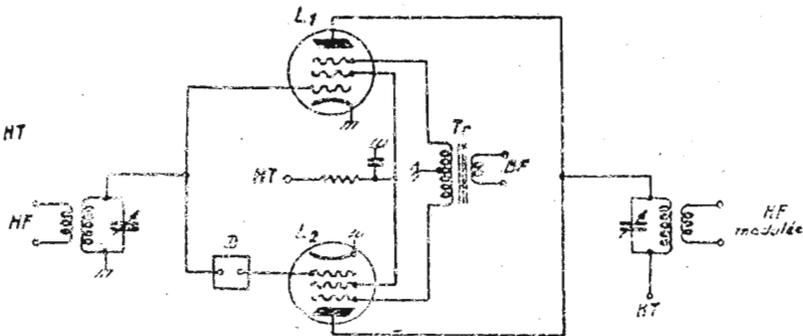


FIG. 20.

D. — Autres systèmes de modulations.

De nombreux autres systèmes de modulations peuvent être envisagés, les uns produisant directement la modulation de fréquence, les autres produisant simplement une modulation de phase,

oscillateur alimentent en parallèle les grilles des deux lampes  $L_1$  et  $L_2$  (fig. 20), un système déphaseur  $D$  étant toutefois intercalé sur la grille de la lampe  $L_2$  pour produire un déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  de la tension d'alimentation. Des électrodes de mo-

dulation, par exemple la grille d'arrêt de chaque lampe, sont alimentées en opposition de phase par le courant de basse fréquence, au moyen du transformateur symétrique Tr. La haute fréquence modulée est recueillie sur les plaques des deux lampes, montées en parallèle.

Dès lors, le courant plaque de la lampe  $L_1$  se trouve modulé en amplitude et peut être représenté (fig. 21) par le vecteur  $OA$  variant entre  $OA_1$

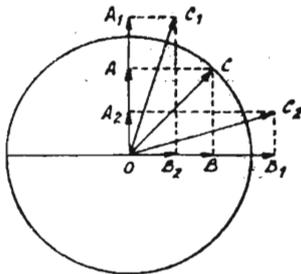


FIG. 21.

et  $OA_2$ . Le courant plaque de la lampe  $L_2$  se trouve également modulé en amplitude, mais, du

fait du circuit déphaseur D, il est décalé de  $\frac{\pi}{2}$

sur le courant plaque de la lampe  $L_1$ , et il peut être représenté par le vecteur  $OB$  variant entre  $OB_1$  et  $OB_2$ . D'autre part, par suite de la modulation en opposition de phase des deux lampes, à l'instant où le vecteur  $OA$  atteint sa valeur maxima  $OA_1$ , le vecteur  $OB$  atteint sa valeur minima  $OB_2$ , et réciproquement. La résultante  $OC$  varie donc entre  $OC_1$  et  $OC_2$ . Les choses peuvent être réglées pour que sa longueur soit à peu près constante (ce qui oblige à se limiter à des variations de phase faibles) ; elle est donc modulée en phase, avec un déphasage moyen qui est celui du vecteur  $OC_1$  et une excursion de phase  $COC_1$  d'un côté et  $COC_2$  de l'autre. Un dispositif limiteur d'amplitude peut ensuite être ajouté à la sortie de l'appareil pour supprimer la modulation d'amplitude qui résulte de la légère variation de la longueur du vecteur  $OC$  pendant son oscillation.

3° Modulation de phase par tube à rayons cathodiques.

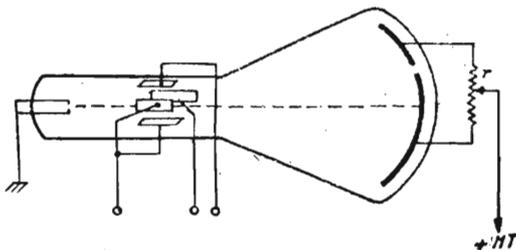


FIG. 22.

Des oscillations de haute fréquence modulées en amplitude par le courant de modulation sont

appliquées aux plaques horizontales et verticales

d'un oscillographe (fig. 22) en déphasant de  $\frac{\pi}{2}$  la

tension entre les plaques verticales par rapport à la tension entre les plaques horizontales, de façon à produire un mouvement circulaire du faisceau cathodique, suivant le dispositif bien connu. Du fait que les tensions alimentant les plaques sont modulées en amplitude, le mouvement du spot du faisceau sur l'écran s'effectuera en réalité suivant une spirale, s'élargissant ou se rétrécissant périodiquement. L'écran luminescent habituel est remplacé par un plateau spécial conducteur, sur lequel tombe le faisceau d'électrons, et qui est divisé en deux parties par une fente ayant elle-même la forme d'une spirale (fig. 23).

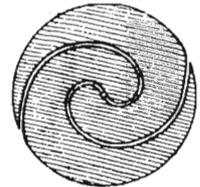


FIG. 23.

Le circuit d'utilisation  $r$  est disposé entre les deux parties du plateau, de telle façon qu'il soit parcouru par un courant qui change de sens suivant que le faisceau cathodique tombe sur l'une ou sur l'autre des deux parties. En l'absence de modulation, le spot décrit une circonférence, le changement de sens du courant s'effectue à des intervalles de temps bien déterminés, et on recueille dans le circuit de sortie une tension périodique non modulée. Lorsque la tension des plaques de déflexion est modulée en amplitude, le diamètre de la circonférence décrite par le spot varie, et les instants de renversement du sens du courant à la sortie se décaleront dans un sens ou dans l'autre, en fonction de la forme de la ligne de séparation des deux parties du plateau. Il s'en suivra une modulation de la phase au rythme de la modulation d'amplitude initiale.

4° Modulation de phase par dispositif magnétique.

Une modulation de phase peut être obtenue par une self-inductance, à circuit magnétique pour

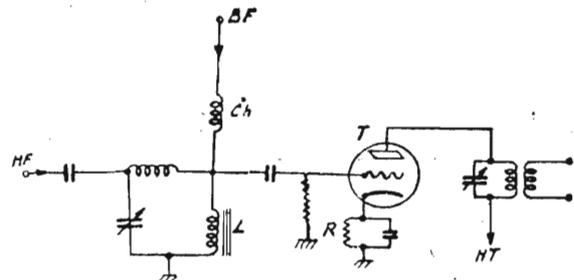


FIG. 24.

haute fréquence saturé, soumise simultanément au passage du courant de haute fréquence à moduler et du courant basse fréquence de modulation. Le montage peut être celui de la figure 24.

La self L, dont le circuit magnétique sera saturé, fait partie du circuit oscillant recevant les oscillations de haute fréquence et les transmettant à la grille d'une lampe triode T dont la résistance de cathode R est telle que cette lampe fonctionne en redresseuse. D'autre part, le courant basse fréquence de modulation traverse également la self L, une bobine de choc Ch évitant les retours de haute fréquence. Le courant total dans la self L est ainsi la somme du courant haute fréquence 1 de la figure 25 et du courant basse fréquence 2 ; le noyau de fer est saturé pour un courant assez faible, et, par conséquent, la self n'a une valeur appréciable qu'au voisinage des instants où le courant total qui la traverse passe par zéro. A chacun de ces instants, il se produit une brusque surtension à ses bornes, surtension qui est analogue à une impulsion appliquée à la grille de la lampe T. Ces impulsions, représentées par des flèches verticales sur la figure 25 sont alternativement positives et négatives, mais, par suite des propriétés de redressement de la lampe T, celle-ci ne laisse passer, par exemple, que les impulsions positives. On voit que ces dernières sont décalées en phase, et d'autant plus que l'amplitude de la courbe 2 est plus grande. Les circuits accordés qui suivent la lampe T transforment ensuite ces impulsions en un courant alternatif conservant la modulation de phase introduite,

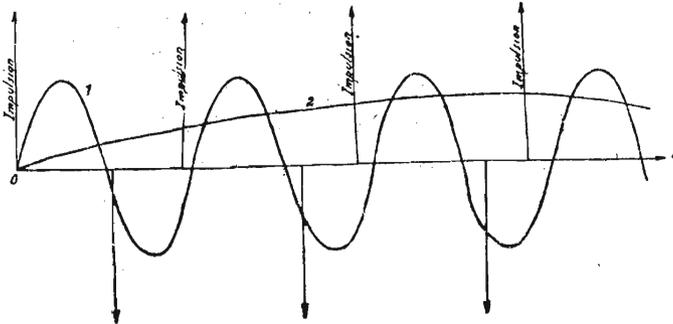


FIG. 25.

modulation que l'on peut transformer en une modulation de fréquence, comme il a été indiqué ci-dessus.

#### E. — Cas des ondes centimétriques.

Les indications déjà fournies font présumer que la modulation de fréquence — dont le principal inconvénient, par rapport à la modulation d'amplitude, est de donner naissance à un spectre d'onde plus large — sera d'autant plus intéressante que la fréquence porteuse sera plus élevée. Sur les ondes les plus courtes que l'on sache produire aujourd'hui industriellement avec une puissance suffisante, c'est-à-dire sur les ondes centimétriques, ce procédé de modulation sera donc particulièrement avantageux. Or, il se trouve que la modulation de fréquence est aussi alors très facile à provoquer : il n'est plus nécessaire d'avoir recours à des systèmes complexes ; la plupart des tubes oscillateurs utilisés sur ces ondes produisent une fréquence dont la valeur est directe-

ment fonction de la tension de telle ou telle électrode : il suffit, dès lors, d'appliquer la tension de modulation à cette électrode pour moduler « en fréquence », au moins aussi facilement qu'on modulerait « en amplitude » un oscillateur classique à ondes plus longues. (Bibl. 10.)

C'est ainsi que les oscillateurs à lampe à grille positive oscillent sur une fréquence qui dépend de la tension plaque, d'une manière très suffisamment linéaire, dans un intervalle assez étendu. Il suffit de faire varier cette tension de quelques dizaines de volts, sous l'action du courant de modulation, pour obtenir une déviation de fréquence largement suffisante, non seulement pour une transmission téléphonique, mais même pour une transmission multiplex.

Si, d'autre part, les tubes à modulation de vitesse, également utilisés comme générateurs sur ces ondes, n'ont pas une étendue de variation linéaire de fréquence en fonction de la tension aussi grande, ils permettent néanmoins, eux aussi, une modulation suffisante.

Seuls, les magnétrons — dont la fréquence d'oscillation dépend surtout des dispositions géométriques de l'appareil, et varie peu avec les tensions appliquées — ne paraissent pas, en l'état actuel de la technique, pouvoir permettre aussi facilement une modulation de fréquence assez profonde.

#### F. — Amplification, multiplication et changement de la fréquence.

L'amplification d'oscillations modulées en fréquence s'effectue comme celle des oscillations modulées en amplitude. En ce qui concerne les distorsions introduites, la question se présente sous un jour plus favorable pour la distorsion non linéaire, et moins favorable pour la distorsion non uniforme.

Examinons, d'abord, ce second type de distorsion : pour le réduire, il faut que la bande passante de l'amplificateur couvre tout le spectre des oscillations, avec une variation de phase convenable en fonction de la fréquence. Le spectre étant ici plus large qu'en modulation d'amplitude, l'amplificateur sera plus difficile à établir. Les conditions à réaliser seront précisées plus loin, après l'étude du spectre des ondes modulées en fréquence, et à l'occasion de l'examen du problème de l'amplification à la réception. Les considérations qui seront alors développées valent évidemment aussi pour l'amplification à l'émission.

Quant à la distorsion non linéaire introduite par l'amplification, elle est pratiquement inexistante en modulation de fréquence. En modulation d'amplitude, elle est due au fait que le point de fonctionnement atteint des régions courbées de la caractéristique des lampes amplificatrices, ce qui introduit une relation non linéaire entre les amplitudes à la sortie et les amplitudes à l'entrée de l'amplificateur. En modulation de fréquence, ce phénomène n'a aucun effet sur l'élément

modulé, puisque celui-ci n'est plus l'amplitude, mais la fréquence instantanée, qui reste inaltérée par la courbure des caractéristiques. Cette courbure introduit seulement des harmoniques de la haute fréquence — eux-mêmes modulés en fréquence — dont la fréquence est, par conséquent, très éloignée de celle de l'émission, et qui se trouvent pratiquement éliminés par les circuits accordés ultérieurs. Ce phénomène, joint à la constance de l'amplitude, facilite l'établissement des amplificateurs, et permet, comme on l'a déjà vu, de les faire fonctionner à excitation constante et intense, ce qui entraîne, en particulier, un rendement élevé. Cet avantage est d'ailleurs très général, et existe à la réception comme à l'émission.

Pratiquement, la seule distorsion non linéaire introduite est celle qui provient du système introduisant les oscillations modulées. On verra plus loin, lors de l'étude de la technique de l'émission, comment elle peut être réduite par l'emploi de la contre-réaction.

Examinons maintenant les principes de la multiplication de la fréquence, dont il est fait un très grand usage en modulation de fréquence.

D'une façon générale, cette multiplication est obtenue en appliquant des oscillations à la grille d'une lampe assez fortement excitée, et en faisant apparaître dans son circuit plaque l'harmonique souhaité de la fréquence incidente. En modulation d'amplitude, une telle multiplication de fréquence ne peut se faire qu'avant la modulation, car il est nécessaire que l'excitation de grille reste assez forte si l'on veut que le taux des harmoniques dans le circuit plaque reste constant. La multiplication de fréquence d'oscillations déjà modulées en amplitude entraînerait donc des déformations considérables.

Il en est tout autrement pour des oscillations modulées en fréquence, dont l'amplitude reste constante. Les lampes multiplicatrices fonctionnent alors avec une excitation de grille toujours la même, et la multiplication de fréquence (doublage ou triplage, etc...), s'effectue sans distorsion de la modulation. C'est donc un procédé qui est très employé, toutes les opérations de modulation pouvant s'effectuer sur des fréquences assez basses, avec des niveaux d'énergie faibles, et en utilisant des lampes de réception. Ensuite, la fréquence est multipliée en même temps que la puissance est augmentée dans les étages successifs du poste. La multiplication de fréquence entraîne une multiplication correspondante de la déviation de fréquence. Si, en effet, l'onde initiale a une fréquence  $f$  et une déviation de fréquence  $\Delta f$ , la fréquence instantanée variera entre  $f - \Delta f$  et  $f + \Delta f$ , et si on multiplie la fréquence par  $k$ , on obtient une onde de fréquence médiane  $kf$  dont la fréquence instantanée variera entre  $k(f - \Delta f)$  et  $k(f + \Delta f)$ . La déviation sera donc bien multipliée, elle aussi, par  $k$ .

Ce procédé est universellement utilisé pour atteindre les déviations de fréquence souhaitées, en partant d'une déviation de fréquence faible

obtenue par l'un des montages indiqués ci-dessus. On trouve couramment, dans les postes émetteurs perfectionnés, des multiplications de fréquence de l'ordre de 3.000, entraînant des multiplications de déviation égales.

En dehors des procédés de multiplication de fréquence par lampes qui viennent d'être rappelés, on citera un procédé par tube à rayons cathodiques, qui est actuellement en cours de mise au point en France, et qui aurait l'avantage de permettre d'obtenir en un seul étage la multiplication de fréquence par un coefficient de l'ordre de 100, ou même supérieur. (Bibl. 9.)

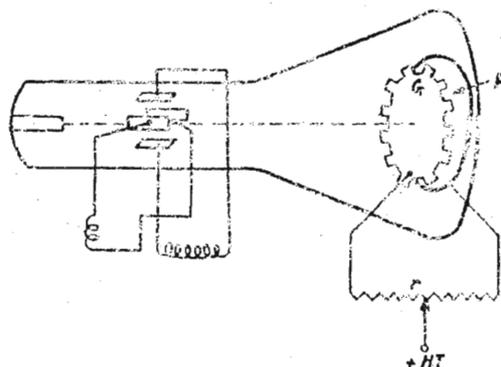


FIG. 26.

Le montage est celui de la figure 26. En alimentant les plaques déflectrices du tube à rayons cathodiques par des tensions de même fréquence, déphasées entre elles de  $\frac{\pi}{2}$ , suivant le système

bien connu, on produit une rotation du faisceau électronique qui, finalement, va tomber sur l'électrode conductrice P. Devant cette électrode est disposé un disque dentelé G interrompant ou laissant passer alternativement le faisceau. La tension à multiplier étant appliquée, avec le déphasage convenable, aux plaques de déflection, on recueille alors dans l'impédance d'utilisation Z une tension dont la fréquence est multipliée par un coefficient dépendant du nombre de dents de l'électrode G. Cette tension n'est évidemment pas sinusoïdale, mais les circuits accordés qui suivent le multiplicateur de fréquence éliminent les harmoniques supérieurs, et rendent les variations proches de celles d'une sinusoïde.

Dans un ordre d'idées différent, on peut, d'autre part, appliquer aux oscillations modulées en fréquence la technique du changement de fréquence par addition ou soustraction d'une oscillation locale non modulée. Si une oscillation de fréquence médiane  $f$  est modulée en fréquence avec une déviation  $\Delta f$ , le changement de fréquence par battement avec une oscillation de fréquence  $f_1$  donne naissance :

1° A une oscillation de fréquence médiane  $f - f_1$  modulée en fréquence entre  $f - f_1 - \Delta f$  et  $f - f_1 + \Delta f$ , c'est-à-dire avec une déviation de fréquence  $\Delta f$  ;

2° A une oscillation de fréquence médiane

$f + f_1$  modulée en fréquence entre  $f + f_1 - \Delta f$  et  $f + f_1 + \Delta f$ , c'est-à-dire avec une déviation de fréquence  $\Delta f$ .

Par sélection, on peut utiliser l'une ou l'autre de ces deux oscillations résultantes, modulées en fréquence.

Ainsi, le changement de fréquence change la fréquence médiane, mais ne modifie pas la déviation de fréquence.

Au total, avec la multiplication et le changement de fréquence, on dispose de deux procédés de modification de la fréquence, dont l'un change simultanément la fréquence médiane et la déviation, et dont l'autre modifie la fréquence médiane, sans changer la déviation. On conçoit qu'en combinant ces deux procédés on puisse, partant d'une certaine fréquence médiane et d'une certaine déviation, aboutir à une fréquence médiane multipliée par un certain coefficient, et, simultanément, à une déviation multipliée par un coefficient différent, de façon à régler séparément les deux grandeurs intéressantes.

On verra des applications de ces principes lors de l'étude de la technique des postes émetteurs.

#### G. — Puissance et rendement d'un émetteur modulé en fréquence.

Dans la modulation d'amplitude, la puissance varie suivant la profondeur de la modulation : si  $P$  est la puissance en l'absence de modulation (puissance de l'onde porteuse, qui reste constante), la puissance lorsque la modulation atteint 100 % varie entre 0 et 4  $P$ . La puissance moyenne est supérieure à  $P$ , et l'on sait que l'intensité efficace moyenne du courant haute fréquence dans l'antenne croît lorsqu'on module.

Dans la modulation de fréquence au contraire, la puissance — et le courant haute fréquence dans l'antenne — restent toujours constants. La modulation n'ajoute aucune énergie et, si des bandes latérales naissent, comme on le verra plus loin, la puissance correspondante est prélevée sur la puissance de l'onde porteuse en l'absence de modulation. L'intensité de cette onde porteuse varie donc suivant la profondeur de modulation.

Il en résulte que la modulation de fréquence présente des avantages sur la modulation d'amplitude, en ce qui concerne la puissance émise, et cela à deux points de vue :

1° L'excitation des divers étages amplificateurs ou multiplicateurs de fréquence, et l'excitation des étages de puissance, étant faite à tension haute fréquence constante au cours de la modulation, ces étages peuvent être fortement excités et conserver, à tout moment du cycle de modulation, un rendement optimum. On sait au contraire qu'avec la modulation d'amplitude, le rendement est bon au moment des pointes de modulation,

mais qu'il s'abaisse lorsque la modulation est peu profonde.

D'un autre côté, l'accroissement de la tension d'excitation est souvent un élément de stabilité pour un étage amplificateur, et peut éviter des auto-accrochages d'oscillations parasites (par exemple sur ondes très courtes). Enfin, la constance de l'excitation peut faciliter la neutrodynamisation des étages ;

2° La puissance qu'il est possible de tirer d'une lampe déterminée est en général plus grande dans le régime de la modulation de fréquence que dans celui de la modulation d'amplitude, ceci en dehors de la question de l'amélioration du rendement. Pour un taux déterminé d'harmoniques de haute fréquence, ou pour une dissipation plaque déterminée de l'étage de sortie, la puissance moyenne haute fréquence sera en effet plus grande dans le régime de la modulation de fréquence que dans celui de la modulation d'amplitude.

Il est difficile de chiffrer, d'une manière générale, le gain correspondant, et ce n'est guère que dans chaque cas particulier que l'on peut comparer, d'une manière précise, deux émetteurs entre eux. On peut toutefois noter :

a) Que, si la comparaison est faite entre un émetteur à modulation de fréquence et un émetteur à modulation d'amplitude de lampes de sortie analogues, et modulant à un faible niveau de puissance (ce qui rapproche le plus sa technique de celle de l'émetteur à modulation de fréquence), le fait que la modulation d'amplitude oblige à utiliser des étages amplificateurs de classe B (pour ne pas déformer, tout en ayant un rendement acceptable), alors que la modulation de fréquence autorise la classe C, conduit à des tensions d'excitation doubles dans ce dernier cas, et à une puissance de sortie quadruple. Il s'ensuit que l'intensité de l'onde porteuse en l'absence de modulation est doublée quand on passe de la modulation d'amplitude à celle de fréquence. L'avantage est donc considérable (Bibl. 7) ;

b) Que, si la comparaison porte sur un émetteur à modulation d'amplitude modulant à niveau élevé, le gain de puissance est un peu moins grand, mais encore notable. D'un autre côté, la modulation d'amplitude a d'ailleurs dans ce cas l'inconvénient supplémentaire de nécessiter un amplificateur basse fréquence important ;

c) Qu'enfin, les procédés modernes de modulation en amplitude à haut rendement (modulation Chireix à déphasage, modulation Doherty, etc.), permettent d'atteindre des puissances de sortie voisines ou égales à celles de la modulation de fréquence. Dans certains de ces procédés, ce résultat est d'ailleurs justement obtenu en s'efforçant de réaliser, aux divers étages du poste, les mêmes conditions d'excitation constante qu'en modulation de fréquence.

SPECTRE DES OSCILLATIONS MODULEES EN FREQUENCE

Nous chercherons maintenant à déterminer, dans les divers cas possibles, le spectre des oscillations modulées en fréquence, et nous verrons que le problème est beaucoup plus complexe que pour des oscillations simplement modulées en amplitude.

A. — Rappel de notions générales.

Rappelons, d'abord, comment s'introduit la notion de « spectre » dans le cas des oscillations modulées en amplitude. Soit :

$$i = a (1 + k \cos \Omega t) \sin \omega t \quad (14)$$

l'équation d'un courant oscillant modulé sinusoidalement en amplitude (en prenant pour origine des temps l'un des instants où la modulation est maxima, et en faisant abstraction de la phase relative des oscillations de haute fréquence et de la modulation, ce que l'on peut toujours admettre, étant donné l'hypothèse faite que la fréquence de modulation est beaucoup plus basse que la fréquence des oscillations non modulées);  $a$  est l'amplitude en l'absence de modulation, et ce sera aussi l'amplitude de l'onde porteuse;  $k$  (compris entre 0 et 1) est la profondeur de modulation (qui peut s'exprimer en % de l'unité);  $\Omega$  est la pulsation de modulation, et  $\omega$  la pulsation des oscillations de haute fréquence dont on module l'amplitude.

En décomposant le produit de fonctions circulaires, on obtient :

$$i = a \sin \omega t + k \frac{a}{2} \sin (\omega + \Omega) t + k \frac{a}{2} \sin (\omega - \Omega) t \quad (15)$$

d'où l'onde porteuse d'amplitude  $a$  et de pulsation  $\omega$  (fréquence  $f = \frac{\omega}{2\pi}$ ), et les ondes latérales d'amplitude  $\frac{ka}{2}$  et de pulsations

$$\omega + \Omega \left( \text{fréquence } f + F = \frac{\omega + \Omega}{2\pi} \right)$$

$$\text{et } \omega - \Omega \left( \text{fréquence } f - F = \frac{\omega - \Omega}{2\pi} \right)$$

On insiste peu, en général, sur la phase de ces ondes latérales par rapport à celle de l'onde porteuse, et c'est sans doute parce qu'il peut paraître délicat de définir une différence de phase entre fonctions périodiques de périodes différentes. On ne peut évidemment parler que de la différence de phase à un moment donné. Avec les hypothèses faites ci-dessus, on constate que les ondes latérales sont toutes deux en phase avec l'onde porteuse au moment du maximum de modulation (c'est pour mettre plus simplement en évidence ce phénomène que nous avons choisi une origine des temps telle que, pour  $t = 0$ , on se trouve à ce maximum de modulation, et nous ferons de même ci-dessous pour l'étude du spectre des oscillations modulées en fréquence). Elles

seront décalées toutes deux de  $\frac{\pi}{2}$  sur l'onde porteuse (l'onde supérieure en avance, l'onde inférieure en retard) au moment où la modulation ne modifiera pas l'amplitude des oscillations (et, en effet, les deux ondes latérales s'annulent mutuellement alors, l'onde modulée se réduisant à l'onde porteuse). Enfin, elles seront toutes deux de nouveau en phase, mais déphasées de  $\pi$  sur l'onde porteuse, au moment des minima de la modulation.

Reprenons la représentation vectorielle de la figure 6. Actuellement, les oscillations étant modulées seulement en amplitude et gardant une phase (et par suite une fréquence instantanée) constante, elles seront représentées par le vecteur OA de la figure 27, dont la direction reste fixe et dont la grandeur varie sinusoidalement entre OB et OC. Sur la figure 28, on a indiqué en OA l'onde porteuse; les deux ondes latérales sont représentées par des vecteurs  $Aa_1$  et  $Aa_2$ , tournant par rapport à l'onde porteuse avec une vitesse angulaire  $\Omega$ , l'un, le vecteur  $Aa_1$ , figurant l'onde porteuse supérieure, dans le sens positif, et l'autre, le vecteur  $Aa_2$ , figurant l'onde porteuse inférieure, dans le sens négatif.

La résultante des deux ondes latérales, qui est le « vecteur de modulation »  $Am$ , est ainsi toujours dirigée suivant OA, et s'ajoute ou se retranche à l'onde porteuse. Si l'on produit un déphasage de la modulation, il s'ensuit un déphasage correspondant des ondes latérales par rapport à l'onde porteuse, de façon qu'elles soient toujours en phase avec l'onde porteuse au moment du maximum de la modulation.

Supposons maintenant que la modulation ne soit plus sinusoidale, mais qu'elle puisse être représentée par une fonction périodique  $G(t)$ , de période  $T$ , le courant oscillant pouvant alors s'écrire :

$$i = a (1 + kG(t)) \sin \omega t. \quad (16)$$

En décomposant la fonction  $G(t)$  en série de Fourier, et en posant  $\Omega = \frac{2\pi}{T}$ , on obtient pour

l'équation du courant :

$$i = a \sin \omega t + akk_1 \cos \Omega t \sin \omega t + akk_2 \cos (2\Omega t + \varphi_2) \sin \omega t + akk_3 \cos (3\Omega t + \varphi_3) \sin \omega t + \dots \quad (17)$$

ce qui fait apparaître l'onde porteuse et une série de vecteurs de modulation, que l'on peut chacun décomposer en un jeu de deux ondes latérales. On obtient ainsi une série d'ondes latérales supérieures, de pulsations  $\omega + \Omega, \omega + 2\Omega, \omega + 3\Omega$ , etc...



FIG. 27.

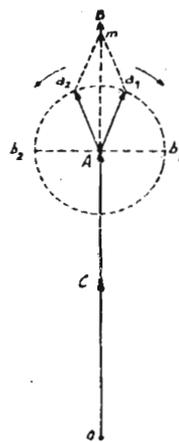


FIG. 28.

et une série d'ondes latérales inférieures, de pulsations  $\omega - \Omega$ ,  $\omega - 2\Omega$ ,  $\omega - 3\Omega$ , etc...

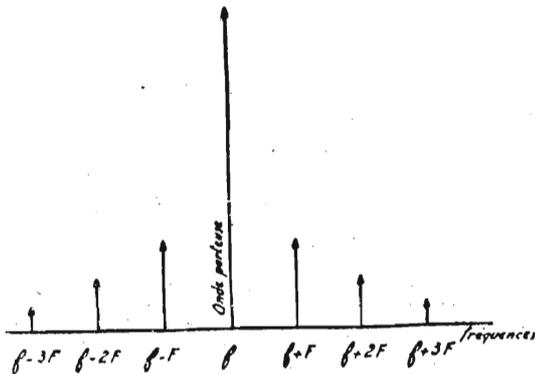


FIG. 29.

Le spectre correspondant est représenté, suivant la forme habituelle, sur la figure 29. Si l'on veut éviter la « surmodulation », l'intensité de l'onde porteuse doit toujours rester supérieure à la somme des intensités de toutes les ondes latérales, compte tenu de leurs phases relatives. Il s'ensuit que, pratiquement, l'onde porteuse est toujours beaucoup plus intense qu'une onde latérale déterminée.

La figure 30 reproduit la représentation vectorielle de la figure 28, mais, cette fois, avec la représentation des premières ondes latérales  $Aa_1$  et  $Aa_2$ , et des secondes ondes latérales  $Ae_1$  et  $Ae_2$ . Chaque couple d'ondes latérales passe en phase avec l'onde porteuse au moment du maximum de la sinusoïde de fréquence correspondante, qui constitue l'une des composantes de la modulation. Le décalage des paires d'ondes latérales entre elles dépend de la phase relative de ces sinusoïdes, et, par conséquent, de la forme de la fonction  $G(t)$ .



FIG. 30.

Le vecteur de modulation est la résultante des vecteurs  $Aa$  et  $Ae$  de la figure 30 ; il est, bien entendu, disposé dans la direction du vecteur représentant l'onde porteuse  $OA$ , puisque la modulation n'affecte que l'amplitude. Passons maintenant au cas plus complexe où la modulation affecterait simultanément l'amplitude et la phase (et, par suite, la fréquence instantanée) des oscillations de haute fréquence. Les oscillations ainsi modulées pourront être représentées par un vecteur  $OA$  (figure 31) qui, cette fois-ci, n'aura pas une direction fixe, mais dont l'extrémité  $A$  décrira une certaine courbe  $(C)$ . Dans tous les cas, on pourra décomposer ce vecteur en deux composantes  $OA_1$  et  $OA_2$ , par projection sur deux axes rectangulaires  $Oy$  et  $Ox$  ; chacune de ces composantes, de direction fixe, représentera, par conséquent, une oscillation de haute fréquence, modulée uniquement en amplitude (avec, toutefois, la possibilité d'une variation brusque de  $\pi$  de la phase, au moment du

passage par zéro, ce qui, sur la figure 31, se produit par exemple pour le vecteur  $OA_2$ , lorsque l'extrémité du vecteur  $OA$  se trouve sur  $Oy$ ). Ainsi, d'une façon tout à fait générale, des oscil-

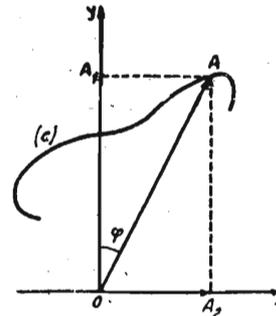


FIG. 31.

lations modulées, soit uniquement en fréquence, soit simultanément en amplitude et en fréquence, peuvent toujours être considérées comme la somme de deux oscillations modulées uniquement en amplitude (en général non sinusoïdalement) avec la possibilité de variations brusques de  $\pi$  de la phase, et avec des ondes porteuses de même fréquence, qui sont déphasées entre elles de  $\frac{\pi}{2}$ .

L'oscillation modulée en amplitude, représentée par le vecteur  $OA_1$ , constituera, par exemple, le terme dit « en phase », et l'oscillation représentée par le vecteur  $OA_2$  représentera le terme dit « en quadrature ».

Cette décomposition permet de se rendre compte assez facilement de certaines propriétés des ondes modulées en fréquence, et on en trouvera des applications plus loin.

On examinera maintenant ce qui se passe lorsque, dans le cas d'oscillations modulées sinusoïdalement en amplitude, représentées par les vecteurs de la figure 28, on modifie (par exemple par des circuits sélectifs) la grandeur et la phase relative des deux ondes latérales (Bibl. 14). On voit immédiatement qu'alors le vecteur de modulation  $Am$  ne reste plus dans la direction du vec-

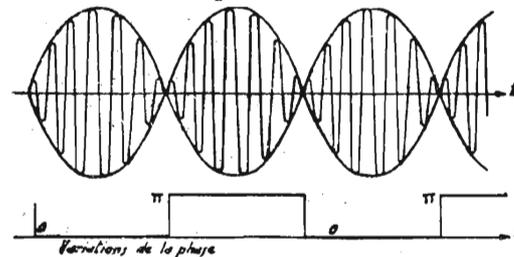


FIG. 32.

teur représentant l'onde porteuse  $OA$  ; la résultante des deux vecteurs oscille par rapport à la direction  $OA$ , et l'on a fait naître ainsi une modulation de phase (et, par suite, de fréquence instantanée) qui vient s'ajouter à la modulation d'amplitude. Si l'on arrivait à produire une variation des ondes latérales  $Aa_2$  et  $Aa_1$  telle que la

résultante de l'onde porteuse OA et du vecteur de modulation garde une grandeur constante et

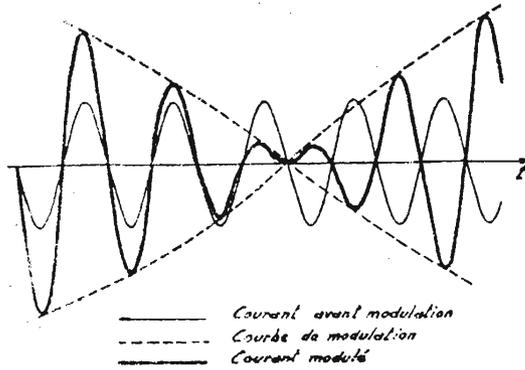


FIG. 33.

oscille seulement de part et d'autre de la direction OA, on obtiendrait finalement une modulation de phase pure, exempte de toute modulation d'amplitude.

Pour en terminer avec ces généralités, on peut étudier enfin ce qui advient si l'on supprime l'onde porteuse, et si l'on considère des oscillations qui seraient constituées simplement par la superposition de deux sinusoïdes de pulsations  $\omega + \frac{\Omega}{2}$  et  $\omega - \frac{\Omega}{2}$  (c'est-à-dire, par exemple, des deux seules ondes latérales de la figure 28).

L'équation de telles oscillations est :

$$i = \frac{a}{2} \sin \left( \omega + \frac{\Omega}{2} \right) t + \frac{a}{2} \sin \left( \omega - \frac{\Omega}{2} \right) t, \quad (18)$$

ou 
$$i = a \cos \Omega t \sin \omega t. \quad (19)$$

On voit ainsi qu'elles ont la forme représentée sur la figure 32. D'une alternance de la modulation à l'alternance suivante, il se produit un retournement brusque de la phase, représenté sur la courbe inférieure, figurant les variations de phase, et précisé sur la figure 33, agrandissement de la partie supérieure de la figure 32, au voisinage du passage par zéro de la modulation. Ce retournement peut rendre intuitif le fait qu'il n'y a plus alors d'onde porteuse : si les oscillations de la figure 32 sont appliquées à un circuit accordé sur la fréquence médiane, de pulsation  $\omega$ , ce circuit sera excité avec une certaine phase pendant l'une des alternances, puis avec une phase inverse pendant l'alternance suivante. Au total, son excitation sera nulle (1).

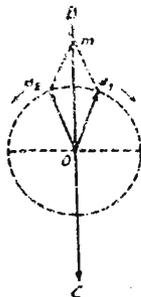


FIG. 35.

La figure 35 est le diagramme vectoriel correspondant à ce type d'ondes, avec les deux ondes latérales  $Oa_1$  et  $Oa_2$ , dont les extrémités décrivent une circonférence, et l'oscillation résultante  $Om$ , dont l'amplitude varie entre  $OB$  et  $OC$ , et qui est, par conséquent, modulée uniquement en amplitude, avec toutefois le retournement brusque de  $\pi$  de la phase lors du passage du point  $m$  par le point  $O$ , qui a déjà été indiqué ci-dessus.

**B. — Cas d'une seule fréquence de modulation.**

Abordons maintenant le problème du spectre d'une oscillation modulée en fréquence dans le cas d'une modulation sinusoïdale, c'est-à-dire dans le cas d'une seule fréquence de modulation.

Nous écrivons l'équation du courant ainsi modulé sous la forme :

$$i = a \sin \left( \omega t + \frac{k\omega}{\Omega} \sin \Omega t \right) \quad (21)$$

ou 
$$i = a \sin \left( \omega t + m \sin \Omega t \right) \quad (22)$$

qui dérive de l'équation (9), par simple changement de l'origine des temps, choisie, comme précédemment, pour qu'alors la modulation soit maxima, c'est-à-dire, dans ce cas, pour que la fréquence soit maxima.  $m$  est l'indice de modulation

La fréquence instantanée a pour valeur :

$$f = \frac{1}{2\pi} \left( \omega + m\Omega \cos \Omega t \right) = \frac{1}{2\pi} \left( \omega + \Delta\omega \cos \Omega t \right) = f_0 + \Delta f \cos \Omega t \quad (23)$$

et l'on voit bien ainsi qu'elle est maxima pour  $t=0$ .

Soit  $J_n(x)$ , la fonction de Bessel de première

(1) Toute autre serait la situation avec les oscillations d'équation :

$$i = a |\cos \Omega t| \sin \omega t, \quad (20)$$

le signe  $|$  désignant la valeur absolue de la fonction cosinus. C'est là le courant qui serait obtenu en modulant en amplitude un courant de haute fréquence, par exemple par la tension fournie par un redresseur redressant les deux alternances du courant alternatif d'alimen-

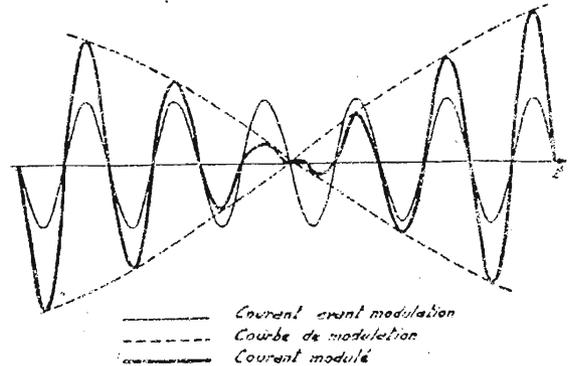


FIG. 34.

tation, sans aucun filtrage. Dans ce cas, l'enveloppe des oscillations est la même que précédemment, mais il n'y a pas retournement brusque de la phase lors du passage par zéro de la modulation, et le courant au voisinage de ces zéros est représenté, non plus par la figure 33, mais par la figure 34. Le spectre, au lieu de comprendre simplement deux ondes latérales, sans onde porteuse, comprend une onde porteuse et un grand nombre d'ondes latérales (puisque la modulation n'est pas sinusoïdale). On l'obtient en décomposant en série de Fourier la fonction  $|\cos \Omega t|$ .

On peut noter le point intéressant suivant : après détection, les oscillations de haute fréquence de la figure 32 et celles qui viennent d'être examinées donnent exactement le même courant de basse fréquence ; cependant leurs spectres sont entièrement différents, et la première n'occupe qu'une bande de fréquence beaucoup plus étroite que la seconde.

espèce et de  $n$  ème ordre (1) ; utilisons les formules suivantes, désignées parfois sous le nom de formules de Neuman :

$$\begin{aligned} \sin(x \sin r) &= 2J_1(x) \sin r + 2J_3(x) \sin 3r \\ &\quad + 2J_5(x) \sin 5r + \dots \\ \cos(x \sin r) &= J_0(x) + 2J_2(x) \cos 2r \\ &\quad + 2J_4(x) \cos 4r + \dots \end{aligned}$$

On tire alors de l'équation (22) ci-dessus :

$$i = a [J_0(m) \sin \omega t + 2J_1(m) \sin \Omega t \cos \omega t + 2J_2(m) \cos 2\Omega t \sin \omega t + 2J_3(m) \sin 3\Omega t \cos \omega t + \dots] \quad (24)$$

ce qui montre que l'onde est la somme d'une onde porteuse et d'une série de vecteurs de modulation correspondant aux pulsations  $\Omega, 2\Omega, 3\Omega, \dots$ , les uns en phase avec l'onde porteuse, les autres décalés de  $\frac{\pi}{2}$  par rapport à elle.

Si l'on décompose à leur tour les produits de fonctions circulaires en une somme de telles fonctions, on arrive à l'expression du spectre de l'onde (Bibl. 3, 4, et 9), soit :

$$i = a [J_0(m) \sin \omega t + J_1(m) [\sin(\omega + \Omega)t - \sin(\omega - \Omega)t] + J_2(m) [\sin(\omega + 2\Omega)t + \sin(\omega - 2\Omega)t] + J_3(m) [\sin(\omega + 3\Omega)t - \sin(\omega - 3\Omega)t] + \dots] \quad (25)$$

ce qui, sous une forme plus condensée (Bibl. 15), peut s'écrire :

$$i = a \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m) \sin(\omega + n\Omega)t \quad (26)$$

en posant :

$$J_{-n} = (-1)^n J_n.$$

On voit combien ce résultat diffère de celui concernant une onde modulée en amplitude. Ici,

(1) Les fonctions de Bessel de première espèce — les seules utilisées ici — sont des fonctions représentables par des séries infinies de termes, qui s'introduisent dans les problèmes où apparaît le « sinus d'un cosinus » ou le « sinus d'un sinus », par exemple dans l'étude des oscillations d'un pendule dont la longueur varie d'une manière continue (problème du balancement d'un seau, tandis qu'on le fait descendre dans un puits).

Il n'est naturellement pas possible de donner ici plus de détails sur ces fonctions, à l'étude desquelles sont consacrés de volumineux traités. Leurs valeurs numériques, pour les divers ordres  $n$  et pour diverses valeurs de la variable  $x$ , sont données par des tables ou des courbes.

En dehors des formules de Neuman, utilisées ci-dessus, on indiquera le développement en série des fonctions d'ordre zéro et un :

$$\begin{aligned} J_0(x) &= 1 - \frac{(0,5x)^2}{(1!)^2} + \frac{(0,5x)^4}{(2!)^2} - \frac{(0,5x)^6}{(3!)^2} + \dots \\ J_1(x) &= 0,5x \left[ 1 - \frac{(0,5x)^2}{1!2!} + \frac{(0,5x)^4}{2!3!} - \frac{(0,5x)^6}{3!4!} + \dots \right] \end{aligned}$$

et les formules de récurrence suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{dJ_n(x)}{dx} &= \frac{n}{x} J_n(x) - J_{n+1}(x) = -\frac{n}{x} J_n(x) + J_{n-1}(x) \\ J_{n+1}(x) - \frac{2n}{x} J_n(x) + J_{n-1}(x) &= 0. \end{aligned}$$

Dans le cas particulier où l'on fait  $n = 0$ , la première formule devient :

$$\frac{dJ_0(x)}{dx} = -J_1(x).$$

même dans le cas de la modulation sinusoidale, on obtient un nombre *infini* d'ondes latérales, les unes supérieures, de pulsations  $\omega + \Omega, \omega + 2\Omega, \omega + 3\Omega, \dots$ , etc., les autres inférieures, de pulsations  $\omega - \Omega, \omega - 2\Omega, \omega - 3\Omega, \dots$

En modulation d'amplitude, lorsque, la tension de modulation étant sinusoidale, des ondes latérales correspondant aux harmoniques de pulsations  $2\Omega, 3\Omega, \dots$  naissent, on en déduit qu'il y a déformation non linéaire dans le modulateur. Il faut évidemment bien se garder de reprendre le même raisonnement dans le cas de la modulation de fréquence (2). Non seulement les ondes latérales correspondant aux pulsations  $2\Omega, 3\Omega, \dots$  ne révèlent pas une déformation, mais c'est leur *suppression* qui entraînerait une telle déformation de la modulation de fréquence.

Les amplitudes de deux ondes latérales de fréquences symétriques par rapport à la fréquence de l'onde porteuse sont égales entre elles, et caractérisées par la fonction de Bessel, d'ordre égal au rang des ondes latérales considérées, et ayant pour argument l'indice de modulation. Le spectre est donc symétrique par rapport à l'onde porteuse (1). Comme, d'autre part, l'indice de modulation est inversement proportionnel à la fréquence de modulation, l'intensité des ondes latérales considérées dépend, par conséquent, toutes choses égales d'ailleurs, de cette fréquence, ce qui est encore une différence notable avec le cas de la modulation d'amplitude.

Enfin, la phase même des ondes latérales par rapport à l'onde porteuse présente des particularités importantes que l'on étudiera plus loin d'une manière détaillée, mais qui seront dès maintenant indiquées, dans le cas des faibles indices de modulation :

1° Si l'on considère d'abord un couple d'ondes latérales supérieure et inférieure, de rang impair, l'onde latérale supérieure est en phase avec l'onde porteuse au moment du maximum de modulation, et l'onde latérale inférieure se trouve en opposition de phase ;

2° Dans le cas d'un couple d'ondes latérales de rang pair, les deux ondes sont en phase avec

(1) Ici encore, on trouve un exemple d'une erreur parfois commise à l'étranger : certains auteurs — transportant les idées acquises dans le domaine de la modulation d'amplitude — cherchaient à éviter la présence des secondes ondes latérales correspondant à la pulsation  $2\Omega$  et, pour cela, limitaient le taux de modulation  $m$ , par conséquent, l'indice de modulation, à une valeur pour laquelle l'intensité de ces ondes ne dépassait pas 3 % à 5 % de l'intensité de l'onde porteuse. Mais comme — ainsi qu'on l'a déjà signalé et qu'on le précisera plus loin — les avantages de la modulation de fréquence sur la modulation d'amplitude sont surtout marqués pour les grands indices de modulation, ils en tiraient la conclusion que la modulation de fréquence n'était pas intéressante.

(2) Notons, dès maintenant, que, tandis que le spectre d'une onde modulée en amplitude est *toujours* symétrique par rapport à l'onde porteuse, quelle que soit la complexité de la modulation, comme l'indique l'équation (25), on trouvera plus loin des cas où la modulation de fréquence — alors non sinusoidale — peut conduire à des spectres *dissymétriques* par rapport à l'onde porteuse, ce qui peut surprendre a priori, mais s'explique en réalité facilement.

l'onde porteuse au moment du maximum de modulation, comme les deux ondes latérales d'une modulation en amplitude.

Il est essentiel de noter que c'est cette relation de phase, nettement définie, qui fait que le spectre est celui d'oscillations modulées en fréquence, à l'exclusion de toute modulation d'amplitude. Si elle n'était pas observée (et si, par exemple, le passage à travers des circuits sélectifs la modifiait), il s'ensuivrait l'introduction d'une certaine modulation d'amplitude, venant se superposer à la modulation de fréquence.

Dans le cas, par exemple, où toutes les ondes latérales de l'équation (25) se trouveraient simultanément en phase avec l'onde porteuse à l'instant  $t = 0$ , cette équation représenterait, non plus un courant modulé en fréquence, mais un courant modulé uniquement en amplitude, avec une modulation non sinusoidale.

Pour bien mettre ce fait en évidence, supposons que, disposant d'une série d'ondes constituant l'onde porteuse et les ondes latérales de l'équation (25), ayant chacune l'intensité fixée par cette équation, nous soyons maître de régler les phases relatives de ces ondes à un moment donné, et posons-nous les trois problèmes suivants :

a) Quelles doivent être les phases relatives pour que les oscillations résultant de l'addition de toutes ces ondes soient modulées uniquement en amplitude ?

D'après ce qui a été vu plus haut, la réponse est que les deux ondes latérales de tout couple correspondant à une certaine pulsation  $n\Omega$  aient des phases telles qu'elles passent simultanément en phase avec l'onde porteuse à un instant déterminé, ces instants pouvant ne pas être les mêmes pour tous les couples d'ondes latérales à considérer.

b) Quelles doivent être maintenant les phases relatives pour que les oscillations résultant de l'addition de toutes ces ondes soient modulées uniquement en amplitude, mais que, cette fois, la profondeur de modulation soit maxima ?

A la condition précédente, il faut alors ajouter que les instants où chaque couple d'ondes latérales passe en phase avec l'onde porteuse soient les mêmes pour tous ces couples. Alors, à un moment donné, tous les vecteurs de modulation s'ajouteront à l'onde porteuse, et, à un autre moment, ils s'en retrancheront simultanément.

c) Quelles doivent être enfin les phases relatives pour que les oscillations soient modulées uniquement en fréquence, et absolument pas en amplitude ?

La relation entre les phases doit alors être celle résultant de l'équation (25) et qui a été exposée plus haut, les couples d'ondes latérales de rang pair se comportant comme des ondes latérales d'une modulation d'amplitude, tandis que les couples d'ondes latérales de rang impair se comportent d'une manière très différente.

On peut voir facilement que toute autre relation que celle-ci introduirait une certaine modulation d'amplitude, et que, par conséquent, la loi

qui conduit à une modulation de fréquence pure et à une constance de l'amplitude des oscillations est unique, dans les hypothèses faites.

Nous étudierons maintenant d'une manière plus approfondie l'amplitude relative des ondes latérales obtenues, la largeur de bande qui en résulte pour le spectre, et, enfin, la phase relative des diverses ondes.

*Amplitude des ondes latérales.* — Les amplitudes des ondes latérales successives sont fournies par les tables donnant les fonctions de Bessel ou par les graphiques correspondants. La figure 36 donne, pour des indices de modulation  $m$  variant entre 0 et 25, les valeurs des diverses fonctions de Bessel, d'ordres 0, 1, 2, 3, 8 et 16.

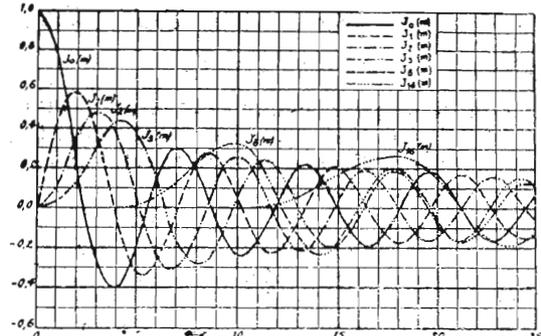


FIG. 36.

On voit que, si l'indice est très faible (modulation peu profonde), on n'a pratiquement que l'onde porteuse et un couple d'ondes latérales, comme en modulation d'amplitude. Si l'indice augmente, l'intensité de ce couple croît, tandis que celle de l'onde porteuse décroît (différence considérable avec la modulation d'amplitude, où l'intensité de l'onde porteuse ne dépend pas du taux de modulation, et reste constante). On voit naître, ensuite, les groupes d'ondes latérales de rangs 2 et 3, tandis que l'onde porteuse continue toujours à décroître pour s'annuler lorsque la valeur de l'indice de modulation atteint 2,4.

Un peu avant, l'intensité du premier groupe d'ondes latérales a passé par un maximum ; elle

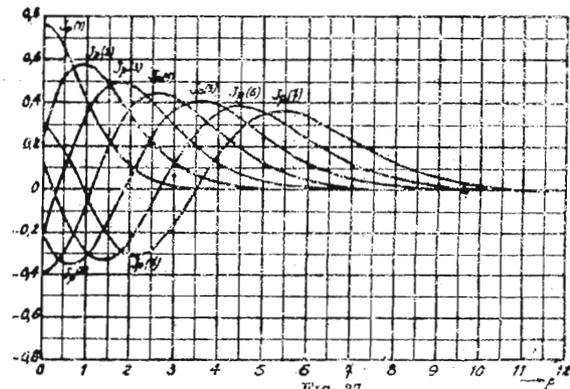


FIG. 37.

se met ensuite à décroître, tandis que les autres groupes continuent à augmenter. Au delà de  $m = 2,4$ , la phase de l'onde porteuse se retourne (entraînant une modification des relations de phase indiquées précédemment), et le premier groupe

d'ondes latérales continue à décroître, suivi bientôt par le second groupe. Pour  $m = 3,9$ , le premier groupe d'ondes latérales s'annule, tandis que l'onde porteuse passe par un maximum d'intensité (1). La phase du premier couple change

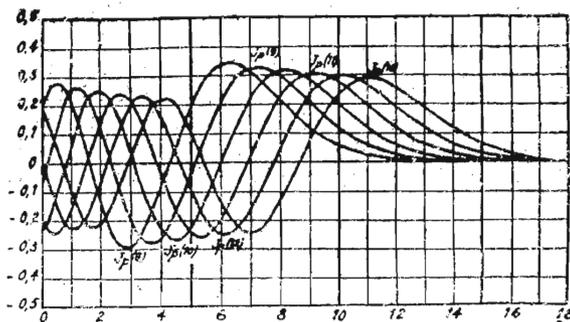


FIG. 38.

ensuite de signe, tandis que les second et troisième couples continuent à décroître. L'onde porteuse, qui a diminué d'intensité, s'annule de nouveau pour la valeur 5,52 de l'indice de modulation, etc...

Au total, on voit — et les tables complètes des fonctions de Bessel le confirment — que si, théoriquement, le spectre s'étend jusqu'à l'infini à droite et à gauche de l'onde porteuse, pratiquement, à partir d'un certain rang d'ondes latérales, l'intensité ne dépasse pas telle valeur que l'on peut se fixer à l'avance, par exemple 1 % de l'intensité de l'onde en l'absence de modulation. Le spectre est donc, en fait, limité, et c'est évidemment fort heureux pour les applications de la modulation de fréquence.

On peut aussi représenter les fonctions de Bessel d'une autre manière (fig. 37) en portant en abscisses, non plus la variable  $m$  (en l'espèce l'indice de modulation), mais bien l'ordre même  $p$  de la fonction. On peut ainsi par exemple tracer une courbe pour chacune des valeurs entières de la variable (indice de modulation) et chacune de ces courbes donne, par conséquent, l'allure générale du spectre pour la valeur de l'indice considéré. C'est ainsi que, si l'on envisage la courbe  $J_p(2)$  de la figure 37, elle donne, pour chacune des valeurs 0, 1, 2, 3, etc... de  $p$ , l'intensité de l'onde porteuse et des ondes latérales successives pour un indice de modulation de 2. On note le retournement de phase de l'onde porteuse entre les indices de modulation 2 et 3, le second retour-

nement entre les indices de modulation 5 et 6, etc...

La figure 38 est l'analogue de la figure 37, mais pour des indices de modulation supérieurs, attei-

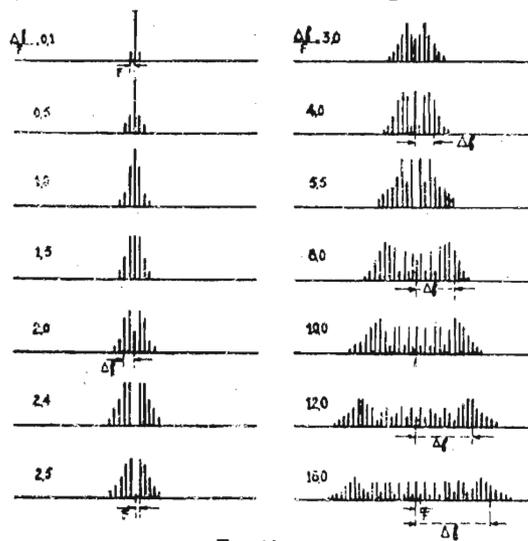


FIG. 39.

gnant 13. Pour des indices élevés, on voit que la courbe commence par une série d'alternances positives et négatives pour se terminer toujours par une partie positive, dont le maximum dépasse les maxima précédents, et qui décroît assez lentement vers les valeurs élevées de  $p$ , correspondant aux fréquences éloignées de la fréquence de l'onde porteuse.

La figure 39 représente l'évolution du spectre lorsque la fréquence de modulation  $F$  reste constante et que la profondeur de modulation, c'est-à-dire aussi (puisque  $F$  est constant) l'indice de

modulation  $\frac{\Delta f}{F}$  croît. On constate que, pour un indice faible  $\frac{\Delta f}{F} = 0,1$ , seul existe le premier

couple d'ondes latérales, et que la largeur du spectre ne dépasse guère, par conséquent, la valeur  $2 F$ , comme en modulation d'amplitude. Lorsque l'indice croît, les ondes latérales successives prennent de l'importance. On notera l'annulation de l'onde porteuse pour les valeurs 2,4 et 5,52 de l'indice. Enfin, pour les valeurs élevées, on voit les alternances d'ondes latérales intenses et plus faibles que montraient déjà les figures 37 et 38, et le groupement des ondes latérales extrêmes en un « paquet » dont l'intensité, après avoir crû jusqu'à un maximum qui dépasse les intensités de toutes les ondes latérales précédentes, décroît ensuite d'une manière régulière vers les fréquences éloignées de celle de l'onde porteuse. Dans ce cas, la largeur du spectre n'a plus de rapport avec la fréquence de modulation  $F$ , mais est de l'ordre du double de la déviation de fréquence, soit  $2 \Delta f$ . Pratiquement, la largeur du spectre dépasse  $2 \Delta f$  de quelque 20 à 30 %. Au delà, les ondes latérales deviennent négligeables. Ce groupement de l'énergie vers les deux extré-

(1) D'une façon générale, les zéros du premier couple d'ondes latérales correspondent à des maxima (en valeur absolue) de l'intensité de l'onde porteuse, comme il résulte de l'équation rappelée en note précédemment :

$$\frac{dJ_0(m)}{dm} = -J_1(m).$$

Des relations :

$$\frac{dJ_1(m)}{dm} = \frac{1}{m} J_1(m) - J_2(m)$$

et

$$\frac{dJ_1(m)}{dm} = -\frac{1}{m} J_1(m) + J_0(m)$$

on peut également déduire que, pour les valeurs de  $m$  correspondant aux maxima (en valeur absolue) du premier couple d'ondes latérales, l'intensité de l'onde porteuse est égale à l'intensité des ondes latérales du second couple, et  $m$  fois plus petite que l'intensité des ondes latérales du premier couple.

mités du spectre montre combien il est important, en modulation de fréquence, de transmettre toute la bande couverte par l'émission, et d'avoir, par conséquent, tant dans les postes émetteurs que dans les postes récepteurs, des circuits à large bande passante.

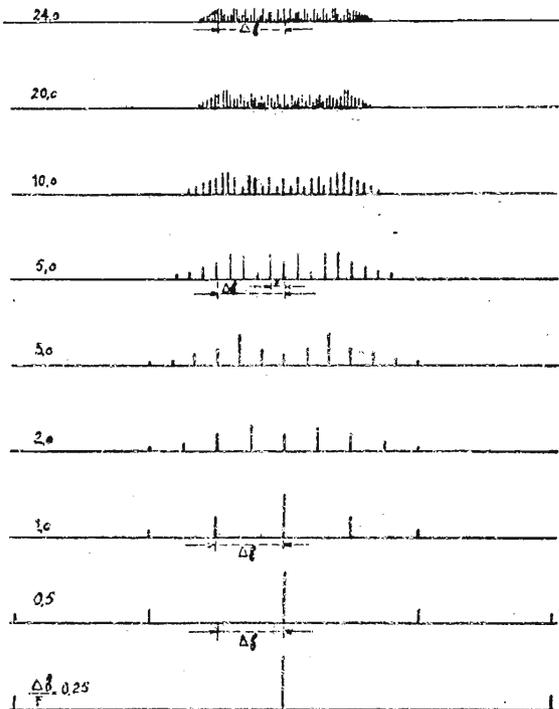


FIG. 40.

Dans le cas des petits indices de modulation, le spectre se réduit à l'onde porteuse et au premier couple d'ondes latérales, et l'intensité de ce premier couple peut être considérée comme sensiblement proportionnelle à l'indice de modulation. Si, à profondeur de modulation égale (c'est-à-dire à déviation de fréquence égale), on passe d'une fréquence de modulation à une autre, l'intensité de l'onde latérale varie inversement proportionnellement à la fréquence de modulation. Ainsi, si cette fréquence s'élève, les ondes latérales s'éloignent naturellement de l'onde porteuse, mais, en même temps, leur intensité décroît. Corrélativement, l'intensité de l'onde porteuse, lorsque la profondeur de modulation augmente, décroît moins pour une fréquence de modulation élevée, que pour une fréquence de modulation plus basse.

Sur la figure 40, on a maintenu constante la profondeur de modulation, c'est-à-dire la déviation de fréquence  $\Delta f$  et on a fait varier la fréquence de modulation  $F$ . Pour de faibles valeurs de  $F$ , le spectre est presque continu, et sa largeur est de l'ordre de  $2\Delta f$ . Lorsque la fréquence de modulation augmente, la largeur du spectre s'accroît, les ondes latérales s'éloignant les unes des autres. Finalement, pour des fréquences de modulation élevées, la largeur du spectre est de l'ordre de  $2F$  et n'est plus en relation avec  $\Delta f$ .

Lorsqu'on aborde pour la première fois ces questions, deux remarques se présentent alors à peu près inévitablement à l'esprit, auxquelles il convient de s'efforcer de répondre.

Tout d'abord, on constate que, si la fréquence instantanée des oscillations varie de  $\Delta f$  de part et d'autre de la fréquence de l'onde porteuse  $f$  (fig. 41), le spectre possède des ondes latérales extérieures à l'intervalle  $f - \Delta f, f + \Delta f$ . Ainsi, si la fréquence d'un poste émetteur varie d'une manière sinusoïdale entre ces deux valeurs, les oscillations produites peuvent exciter un circuit

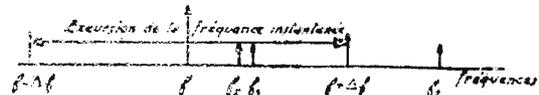


FIG. 41.

accordé sur une certaine fréquence  $f_1$ , convenablement choisie, mais extérieure à l'intervalle de fréquence balayé. C'est le phénomène qui a déjà été signalé à diverses reprises précédemment, et qui peut paraître, a priori, paradoxal. Mais c'est alors qu'il faut se rappeler la différence entre la « fréquence instantanée » d'oscillations modulées en fréquence, et la « fréquence » d'oscillations sinusoïdales, non modulées, comme celles qui constituent les ondes latérales.

En réalité, la décomposition résultant des équations (25) et (26) précédentes montre que : « des oscillations dont la fréquence instantanée varie à la fréquence  $F$  entre  $f - \Delta f$  et  $f + \Delta f$  sont décomposables en une somme d'oscillations sinusoïdales dont les fréquences successives ont un certain nombre de valeurs  $f, f + F, f + 2F, f + 3F$ , etc... et  $f - F, f - 2F, f - 3F$ , etc... ». Dès lors, il ne faut pas s'étonner que certaines de ces fréquences soient extérieures à l'intervalle dans lequel varie la fréquence instantanée.

La seconde remarque a trait à ce qui se passe à l'intérieur même de l'intervalle de fréquence  $f - \Delta f, f + \Delta f$ . Alors que la fréquence instantanée varie d'une manière continue entre ces deux valeurs, passant, par conséquent, par toutes les valeurs intermédiaires, par contre, l'énergie se concentre sur un certain nombre de valeurs de la fréquence bien déterminées, qui correspondent aux fréquences trouvées pour les ondes latérales (1). Ce fait est, d'ailleurs, encore vrai si la fréquence instantanée ne varie pas d'une manière sinusoïdale, mais varie d'une manière linéaire entre les valeurs  $f - \Delta f$  et  $f + \Delta f$  (variations en dents de scie).

On peut, dès lors, s'étonner encore que l'énergie se concentre par exemple sur une certaine fréquence  $f_1$  (onde latérale) et qu'elle soit rigoureusement nulle sur une fréquence voisine  $f_2$ . Un circuit oscillant, accordé sur  $f_1$ , se trouvera excité, et, si on l'accorde sur  $f_2$ , il ne recevra plus aucune excitation, bien que la fréquence instantanée des oscillations prenne, à un moment donné, la

(1) Si l'on utilisait le langage des physiciens de l'optique, on dirait que l'énergie se concentre sur les « raies » du spectre.

valeur  $f_2$ , tout comme elle avait pris, peu de temps auparavant, la valeur  $f_1$ .

Ici encore, la réponse est analogue à celle qui a été donnée ci-dessus. Une fonction dont la fréquence instantanée varie entre deux valeurs est égale à une somme de fonctions sinusoïdales dont les fréquences possèdent, entre ces deux valeurs  $f - \Delta f$  et  $f + \Delta f$  considérées, un nombre de valeurs limité. C'est, une fois de plus, la confusion entré « fréquence instantanée » et « fréquence » qui est à l'origine de la surprise que l'on peut éprouver.

On peut essayer de rendre intuitif le phénomène par le raisonnement suivant : supposons (fig. 42) que nous disposions d'un circuit oscillant assez sélectif que nous accordions sur une certaine fréquence  $f_1$  comprise entre  $f - \Delta f$  et  $f + \Delta f$ . Partons maintenant du moment où l'oscillation modulée en fréquence a la fréquence instantanée  $f$  et où, cette fréquence s'accroissant, elle se rapproche de la valeur  $f_1$ . Au moment où elle passe par cette valeur  $f_1$ , le circuit oscillant reçoit une première excitation  $e_1$ ; la fréquence instantanée croît ensuite jusqu'à  $f + \Delta f$ , puis décroît pour reprendre la valeur  $f_1$  au bout d'un certain intervalle de temps, et elle donne alors à nouveau au circuit oscillant une excitation  $e_2$ . La fréquence instantanée continue ensuite à décroître, et, après un nouvel intervalle de temps, différent du précédent, elle revient en croissant à la valeur  $f_1$ , d'où une troisième excitation  $e_3$ . On conçoit que, pour certaines valeurs de la fréquence  $f_1$ , ces excitations successives, groupées par deux,  $e_1, e_2$ , puis  $e_3, e_4$ , etc..., peuvent accumuler leurs effets et produire une excitation permanente du circuit. Au contraire, pour des valeurs voisines de la fréquence du circuit, les excitations ne sont plus en phase et n'accumulent plus leurs effets; leur résultante totale, au bout d'un intervalle de temps assez long, est nulle.

Présenté sous cette forme, ce raisonnement n'aspire pas à la rigueur, mais il pourrait être précisé et soumis au calcul. On verrait alors assez vite que, dans la recherche des fréquences  $f_1$  pour lesquelles il y a accumulation des excitations, s'introduisent des fonctions qui sont le sinus d'un sinus ou le sinus d'un cosinus, c'est-à-dire des fonctions de Bessel. On pourrait ainsi retrouver les formules du spectre indiqué précédemment.

Enfin, les mêmes raisonnements montrent que, pour les fréquences de modulation basses, le spectre tend à devenir continu (comme celui de l'oscillation d'une hétérodyne dont on tourne lentement le condensateur d'accord, et qui comporte pratiquement toutes les fréquences comprises entre les fréquences extrêmes, et pas de fréquences extérieures à ces fréquences extrêmes). Au contraire, lorsque la fréquence de modulation s'accroît, le spectre devient discontinu, ses « raies » s'écartent les unes des autres, et, en même temps, elles débordent de l'intervalle couvert par la fréquence instantanée.

**Largeur de bande.** — On a déjà vu que, pour les petits indices de modulation, la largeur de

bande couverte était d'environ deux fois la fréquence de modulation  $F$ , comme en modulation d'amplitude, et que, pour les grands indices

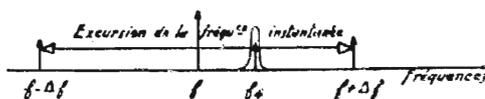


FIG. 42.

de modulation, la largeur de bande couverte était un peu supérieure à deux fois la déviation de fréquence  $\Delta f$ . Pratiquement, ce sont ces grands indices de modulation (supérieurs à 5, en général), qui sont intéressants. Pour la radiodiffusion de haute qualité, par exemple, la déviation de fréquence la plus souvent choisie est de 75 kc/s et les fréquences de modulation vont d'une fréquence très basse aux environs de 15.000 cycles/seconde.

Le tableau ci-dessous (Bibl. 9) donne, pour chaque indice de modulation, le nombre d'harmoniques dont l'amplitude est supérieure à 3 % de l'amplitude de l'onde en l'absence de modulation, et la largeur de bande occupée. Pour des fréquences de modulation très basses, cette largeur de bande est égale à deux fois la déviation de fréquence; elle croît ensuite lorsque la fréquence de modulation augmente, mais dans une proportion beaucoup plus faible que cette augmentation de fréquence de la modulation. Par rapport à la modulation d'amplitude, la modulation de fréquence à *grands indices de modulation* occupe une largeur de bande qui est beaucoup plus constante, quelle que soit la fréquence de modulation.

Fréquences de modulation c/s	Indices de modulation (pour $\Delta f = 75$ kc/s)	Nombre d'ondes latérales (supérieures ou inférieures)	Largeur de bande kc/s
très faible	$\infty$	$\infty$	150
50	1.500	1.504	150,8
100	750	755	151
500	150	154	154
1.000	75	79	158
3.125	24	27	162,7
5.000	15	18	189
7.500	10	12	190
12.500	6	8	209
15.000	5	7	210

Le même tableau, sur lequel on notera la complexité du spectre pour de faibles fréquences de modulation, s'appliquerait à d'autres déviations de fréquence et à d'autres fréquences de modulation, puisque c'est l'indice qui intervient seul. C'est ainsi qu'en téléphonie ordinaire, où il suffit de passer les fréquences jusqu'à 3.000 ou 4.000 c/s, on adopte des déviations de fréquence de 30 à 40 kc/s, entraînant des indices de modulation supérieurs à 10, ce qui montre que la bande couverte n'excède le double de la déviation de fréquence que de 20 % environ.

**Phase relative de l'onde porteuse et des ondes latérales.** — Revenons maintenant sur la ques-

tion de la phase relative de l'onde porteuse et des ondes latérales. Nous représenterons cette phase de la manière suivante : soit (fig. 43) l'axe des

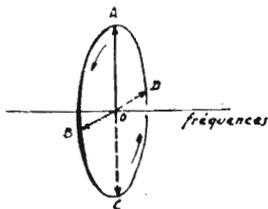


FIG. 43.

fréquences et une onde quelconque OA. Nous donnerons au vecteur OA la direction verticale, vers le haut, pour représenter la phase choisie comme origine. Nous supposons qu'il tourne dans le sens de la flèche de façon qu'après un

quart de période il soit dans la direction OB supposée perpendiculaire à OA, puis, après une demi période, dans la direction OC opposée à OA, et, enfin, après 3/4 de période, dans la direction OD.

Avec ces conventions, la figure 44 représente, à titre d'application, les phases relatives de l'onde porteuse P et des ondes latérales E<sub>1</sub> et E'<sub>1</sub>, d'une modulation d'amplitude sinusoïdale et de période T, en choisissant, comme précédemment, pour

origine des temps, l'instant d'un maximum de la modulation. Sur la première figure, pour t = 0, les ondes latérales sont en phase avec l'onde porteuse. Sur la seconde, pour t =  $\frac{T}{4}$ , les deux ondes latérales sont déphasées en sens inverse de  $\frac{\pi}{4}$  par rapport à l'onde porteuse, et s'opposent entre elles. Sur la troisième figure, pour t =  $\frac{T}{2}$  (minimum de la modulation), les deux ondes latérales sont opposées à l'onde porteuse, et, enfin, sur la quatrième figure, pour t =  $\frac{3T}{4}$ , les ondes latérales sont déphasées de  $\frac{3\pi}{4}$  par rapport à l'onde porteuse, d'une manière inverse de celle de la seconde figure.

Employons la même représentation pour une onde modulée en fréquence, en choisissant d'abord un indice de modulation inférieur à la première valeur qui annule l'onde porteuse (m < 2,4) et en représentant un nombre assez grand d'ondes latérales (bien que l'amplitude des dernières soit alors très faible).

La figure 45 donne, sur son schéma supérieur, et avec les mêmes hypothèses que précédemment, la répartition des phases relatives, qui résulte de l'équation (25), et des remarques déjà faites à ce sujet. Au maximum de la modulation de fréquence, choisi comme origine des temps, les phases des ondes latérales supérieures sont les mêmes que celle de l'onde porteuse. Les phases des ondes latérales

inférieures sont les mêmes aussi que celle de l'onde porteuse pour les ondes de rang pair, et opposées à celle de l'onde porteuse pour les ondes de rang impair.

Au bout d'un quart de période de modulation, la disposition est celle du second graphique. Alors, parmi les ondes latérales supérieures, la

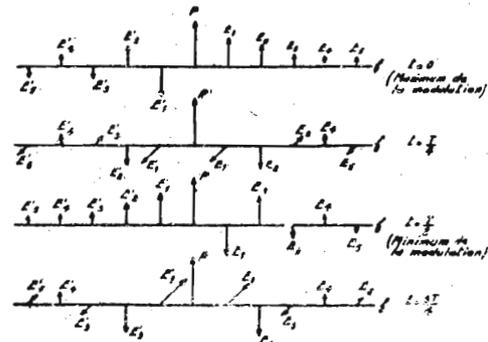


FIG. 45.

première a tourné par rapport à l'onde porteuse de  $\frac{\pi}{2}$  dans le sens positif, la seconde de  $\pi$ , la

troisième de  $\frac{3\pi}{2}$ , la quatrième de  $2\pi$ , etc... Parmi

les ondes latérales inférieures, on observe les mêmes rotations, mais dans le sens négatif, et, si l'on considère alors, par exemple, le premier couple d'ondes latérales qui encadre l'onde porteuse, on constate qu'il se trouve en phase, et à  $\frac{\pi}{2}$  de l'onde porteuse (différence avec la modulation d'amplitude). Le second couple est en opposition avec l'onde porteuse, le troisième couple est à  $\frac{3\pi}{2}$  de l'onde porteuse (1), etc...

Les second et troisième graphiques de la même figure 45 donnent la situation aux époques t =  $\frac{T}{2}$

et t =  $\frac{3T}{4}$ .

Supposons maintenant que l'indice de modulation ait une valeur légèrement supérieure à 2,4. Alors, la phase de l'onde porteuse se trouve renversée de  $\pi$  par rapport à celle de la figure 45, les phases des ondes latérales n'étant pas modifiées. Il s'ensuit une première irrégularité dans la répartition des phases représentées pour t = 0 par la figure 45. Etant donné la forme des courbes

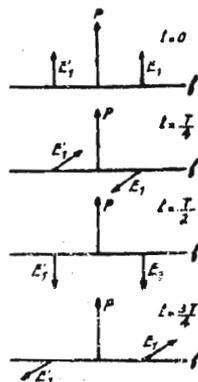


FIG. 44.

(1) La représentation de ces déphasages peut être facilitée par un dispositif matérialisant les vecteurs de la fig. 45. Cet appareil peut comporter un axe horizontal sur lequel tournent à frottement assez dur des viroles dans lesquelles on pique des tiges de longueurs proportionnelles à l'intensité des diverses ondes latérales, et que l'on fait tourner d'un côté ou de l'autre de la tige représentant l'onde porteuse, pour figurer les divers déphasages.

Les tiges peuvent recevoir des couleurs différentes, suivant qu'elles représentent l'onde porteuse, des ondes latérales de rang impair, ou des ondes latérales de rang pair. Un tel appareil, réalisé dans les ateliers de la Radiotélégraphie Militaire, a été présenté à la Société des Radioélectriciens, et utilisé devant elle au cours de la Conférence du 16 juin 1945.

de la figure 36, une irrégularité analogue va ensuite affecter les premières ondes latérales lorsque l'indice atteindra la valeur 3,9, puis les secondes ondes latérales lorsque l'indice atteindra une valeur voisine de 5, les troisièmes lorsqu'il atteindra une valeur voisine de 6,4, etc...

Au fur et à mesure de la croissance de l'indice, ces irrégularités dans la répartition des phases se propageront en somme en partant de l'onde porteuse et en s'éloignant d'elle à droite et à gauche, vers les fréquences plus élevées et vers les fréquences plus basses. Pour les indices très élevés, la répartition des phases à droite et à gauche de l'onde porteuse peut alors être très différente de celle de la figure 45. Mais dans tous les cas, les deux « paquets » d'ondes latérales, qui se trouvent

L'influence d'un déphasage de la modulation est ici un peu plus complexe qu'en modulation d'amplitude. Si ce déphasage a une valeur  $\Phi$ , le premier couple d'ondes latérales se trouve lui-même déphasé de  $\Phi$ , le second couple de  $2\Phi$  et, d'une façon générale le  $n$ ème couple de  $n\Phi$  (l'onde de fréquence supérieure dans le sens positif, et l'onde de fréquence inférieure dans le sens négatif). C'est ce que confirme le calcul. Si, au lieu des oscillations représentées par l'équation (22) ci-dessus, on considère des oscillations représentées par :

$$i = a \sin [\omega t + m \sin (\Omega t + \Phi)] \quad (27)$$

on trouve que le spectre aura l'expression suivante, qui dérive de l'expression (26) :

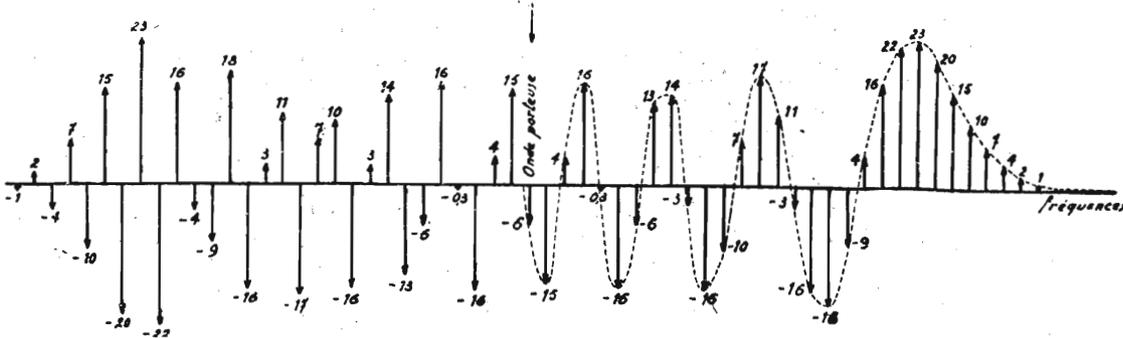


FIG. 46.

aux extrémités du spectre et qui sont apparents sur les figures 37 et 38, gardent la répartition classique des phases indiquée à l'occasion de la figure 45.

A titre d'exemple, la figure 46 donne les intensités et les phases relatives de l'onde porteuse et des ondes latérales du spectre d'une onde dont l'indice de modulation serait 24 (ce serait, par exemple, le cas d'une onde dont la fréquence de modulation serait de 1.000 cycles par seconde, et la déviation de fréquence de 24 kc/s, c'est-à-dire à peu près le tiers de la déviation de fréquence maxima d'une onde de radiodiffusion).

On voit sur cette figure le peu d'importance relative de l'onde porteuse qui est noyée dans les ondes latérales, les alternances diverses des phases de ces ondes latérales, et, enfin, les répartitions plus régulières des phases dans les deux « paquets » extrêmes.

La courbe pointillée tracée vers les ondes latérales supérieures est la courbe des figures 37 et 38 qui donne la forme générale du spectre. Cette courbe n'a pas été tracée vers les ondes latérales inférieures parce qu'alors les variations de phase d'une onde à la suivante ne permettent pas de la mettre en évidence avec autant de netteté. Bien entendu, la situation du groupe des ondes latérales supérieures et du groupe des ondes latérales inférieures en ce qui concerne les phases relatives serait renversée si, au lieu de se placer au moment d'un maximum de modulation, on se plaçait au moment d'un minimum de modulation (troisième schéma de la figure 45).

$$i = a \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m) \sin [(\omega + n\Omega) t + n\Phi] \quad (28)$$

toujours avec

$$J_{-n} = (-1)^n J_n.$$

**Représentation graphique.** — Essayons, maintenant, de figurer l'onde porteuse et les ondes latérales sur la représentation graphique qui nous a déjà servi. Soit (fig. 47) OA le vecteur que nous supposons osciller entre deux positions extrêmes OB et OB', en choisissant, pour simplifier la figure, une variation de phase assez faible. Au moment du maximum de modulation, le vecteur se trouve dans la direction OA où il a la vitesse la plus grande. D'une façon générale, on peut,

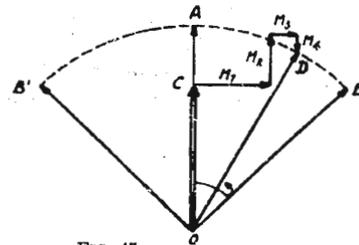


FIG. 47.

conformément au résultat déduit de l'équation (24) ci-dessus, décomposer le vecteur en une onde porteuse et une série de vecteurs de modulation :

- a) Les uns, correspondant à des ondes latérales de rang impair, déphasés de  $\frac{\pi}{2}$  sur l'onde porteuse ;

b) Les autres, correspondant à des ondes latérales de rang pair, en phase avec l'onde porteuse.

Lorsque le vecteur représentant l'oscillation totale est dans la position OA, les vecteurs de modulation correspondant à des ondes latérales

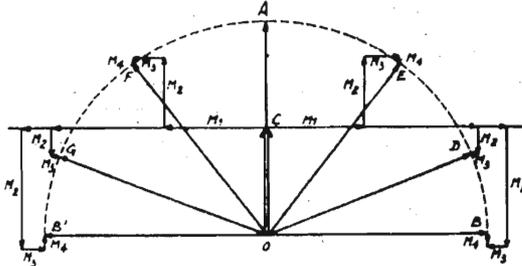


FIG. 48.

de rang impair s'annulent, et il ne reste que les vecteurs de modulation correspondant aux ondes latérales de rang pair, en phase avec l'onde porteuse OC, et dont la résultante sera représentée par CA. Lorsque le vecteur OA sera venu en OD, les vecteurs de modulation correspondant aux ondes latérales de rang impair ne seront plus nuls, mais auront les représentations  $M_1$  et  $M_2$  (en se limitant aux deux premiers, et supposant les autres négligeables, étant donné la faiblesse de l'indice de modulation), et les vecteurs de modulations correspondant aux ondes latérales de rang pair auront les représentations  $M_2$  et  $M_4$ .

Les premiers sont déphasés de  $\frac{\pi}{2}$  sur l'onde porteuse, et les seconds sont en phase avec elle.

C'est le jeu de ces vecteurs, perpendiculaires entre eux, qui fait que la résultante de l'ensemble, y compris l'onde porteuse, garde une *longueur constante* pendant l'oscillation entre les positions OB et OB'.

La figure 48 montre la disposition de l'onde porteuse OC et des vecteurs de modulation pour un indice de modulation plus grand, dans lequel le vecteur total oscille entre OB et OB'. On voit, pour un certain nombre de positions intermédiaires, la décomposition du vecteur en l'onde porteuse OC (toujours la même) et en une série de vecteurs de modulation  $M_1, M_2, M_3, M_4$ , dont les grandeurs varient au cours du cycle de la modulation.

On peut, ensuite, décomposer chaque vecteur de modulation en les deux ondes latérales auxquelles il correspond, ainsi qu'on l'a fait en modulation d'amplitude. Au moment où le vecteur de modulation a la grandeur maxima, ses deux ondes latérales sont, toutes deux, en phase avec lui. Au moment où il s'annule, ses deux ondes latérales sont en opposition entre elles et perpendiculaires à la direction générale qu'avait le vecteur de modulation.

Dans le cas d'un faible indice de modulation, seul le premier vecteur de modulation  $M_1$  est important, et on a alors la disposition de la figure 49, où ce vecteur, repré-



FIG. 49.

senté par AB, garde une direction constante et varie entre les positions AB et AB', les longueurs OA, OB et OB' étant alors sensiblement égales. On déduit de ceci que, dès que l'indice s'accroît, il est bien nécessaire qu'un autre couple d'ondes latérales au moins prenne naissance, correspondant à un vecteur de modulation perpendiculaire au premier, si l'on veut que la longueur de la résultante OB reste constante au cours de son oscillation.

La même représentation graphique permet de se rendre compte de la constitution du spectre d'une onde modulée en fréquence (fig. 50). Soit toujours OD le vecteur oscillant entre les positions OB et OB', en choisissant d'abord le cas d'un indice de modulation assez faible. Décomposons le vecteur oscillant OD en ses deux composantes suivant les axes Ox et Oy, comme on l'a déjà fait précédemment (fig. 31). On constate que l'oscillation modulée en fréquence est la somme des deux oscillations modulées seulement en amplitude déjà trouvées, l'une représentée par le vecteur OE, de direction constante, et oscillant entre les grandeurs OF et OA, l'autre représentée par le vecteur OG, de direction également constante, et oscillant entre les positions OH et OH' (avec, alors, aux passages par O, le retournement brusque de phase déjà noté).

Cherchons quels sont les spectres de chacune de ces oscillations modulées uniquement en amplitude, et nous n'aurons ensuite qu'à les ajouter en tenant compte de leurs phases respectives pour obtenir le spectre de l'oscillation totale, modulée uniquement en fréquence :

a) Prenons d'abord le cas de l'onde représentée par OE. Le détail de la forme des oscillations, en portant en abscisse le temps et en ordonnée les amplitudes, est figuré à gauche du graphique des vecteurs.

L'onde est modulée en amplitude, avec une assez faible profondeur de modulation. La fréquence de cette modulation est le double de la

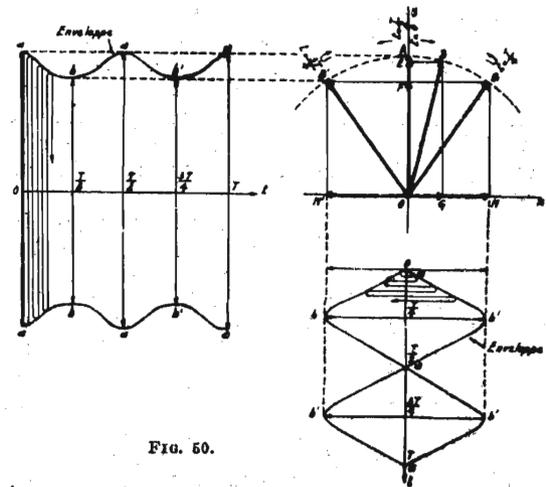


FIG. 50.

fréquence de modulation de la modulation de fréquence de l'onde initiale considérée, puisqu'une période de la modulation d'amplitude se trouve incluse entre deux passages successifs par

le point A du vecteur oscillant OD (quel que soit le sens de ces passages), alors qu'une période de la modulation de fréquence est incluse entre deux passages, dans le même sens, par le point A, du vecteur en question. La forme même de la modulation n'est pas absolument sinusoïdale (elle le serait si l'indice de modulation était infiniment petit, et si, dès lors, les points B et B' étaient

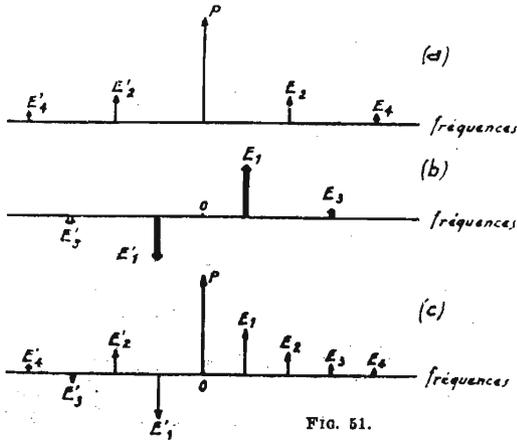


FIG. 51.

très près du point A). En réalité, les variations plus brusques au voisinage des maxima montrent la naissance d'un harmonique 2 (donc de période 4 F) en phase avec l'onde porteuse lors du maximum de modulation. Le spectre correspondant a été représenté sur la figure 51 (a). Les ondes latérales sont distantes de l'onde porteuse et écartées entre elles de deux fois la fréquence de modulation en fréquence de l'oscillation initiale considérée ;

b) Quant à l'oscillation du vecteur OG, elle est représentée sur la figure 50 au-dessous du diagramme des vecteurs et on voit qu'elle se rapproche des oscillations à deux composantes étudiées à la fin des « Notions générales » ci-dessus. Elle comporte, en particulier, au voisinage du point a (passage par O du vecteur OG), le retour-

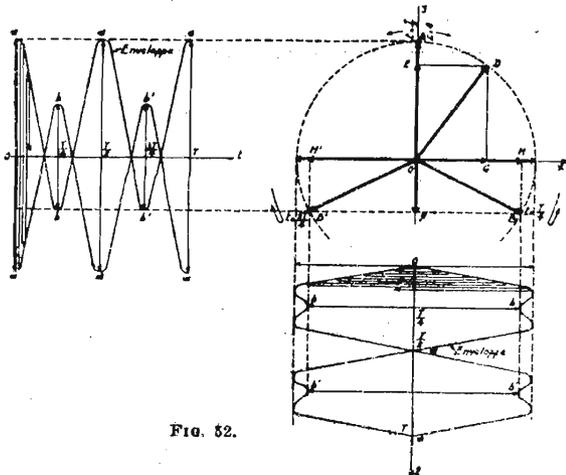


FIG. 52.

nement brusque de phase prévu. Si l'enveloppe AB de ces oscillations était exactement une sinusoïde, ce seraient rigoureusement les oscillations à deux composantes, sans onde porteuse, l'écart

entre la fréquence de l'onde porteuse absente et celle de chacune des composantes étant égal à la fréquence de modulation F, et l'écart entre les deux composantes étant, par conséquent, égal à deux fois cette fréquence. En réalité, l'enveloppe n'est pas exactement une sinusoïde, et sa forme, plus aiguë, décèle ici encore la naissance d'harmoniques de la modulation en phase avec le terme principal aux moments des maxima.

Le spectre correspondant est représenté par la figure 51 (b). Pour qu'il puisse être ajouté au spectre de la figure 51 (a), il faut donner aux ondes latérales les phases qu'elles possèdent par rapport à l'onde porteuse P du spectre de cette dernière figure, lors du maximum de la modulation de fréquence, c'est-à-dire lors du passage du vecteur OD par la position OA. A ce moment, l'intensité des oscillations représentées par le vecteur OG devient nulle, et les deux vecteurs figurant les ondes latérales E<sub>1</sub> et E'<sub>1</sub> sont, par conséquent, en opposition de phase. Comme, d'une façon générale, les vecteurs OE et OG sont toujours perpendiculaires entre eux, il en résulte que l'onde porteuse — en réalité supprimée — de l'oscillation représentée par OG, dont la fréquence serait la moyenne des fréquences de E<sub>1</sub>

et de E'<sub>1</sub>, aurait un décalage de  $\frac{\pi}{2}$  par rapport à

l'onde porteuse P de l'oscillation représentée par OE.

Cette considération conduit, finalement, à la représentation du spectre de la figure 51 (c). La figure 51 (c) résulte de l'addition des spectres précédents, et l'on retrouve bien la forme habituelle du spectre de la modulation de fréquence, y compris les relations de phase.

Si l'on passe maintenant au cas d'un indice de modulation plus grand, on obtient les dispositions de la figure 52. La première oscillation modulée en amplitude est alors affectée par moments de retournements brusques de phase, réduisant l'intensité de son onde porteuse (sans aller encore jusqu'à l'annuler). La seconde oscillation n'a toujours pas d'onde porteuse, mais l'intensité de ses divers harmoniques s'accroît.

En continuant à augmenter la profondeur de modulation, on pourrait trouver le moment où les retournements brusques de phase de la première oscillation conduisent à l'annulation de l'onde porteuse (indice de modulation égal à 2,4). Au delà, on aurait le renversement de phase de l'onde porteuse déjà constaté.

L'ensemble de ces résultats montre d'où provient, en somme, la faiblesse relative de l'onde porteuse pour les grands indices de modulation : alors, le vecteur OD fait, en réalité, un grand nombre de tours autour du point O pendant chaque période de la modulation de fréquence. La première oscillation modulée en amplitude, dont le vecteur garde la direction Oy, a, pendant chaque période, un grand nombre de retournements brusques de phase, et, au total, l'onde porteuse devient alors très faible. Elle serait nulle si ces retournements de phase conduisaient à des exci-

tations successives, de sens opposés, se compensant exactement, mais ceci n'arrive que pour quelques valeurs particulières de l'indice de modulation.

Quant à la seconde oscillation, elle est également affectée d'un grand nombre de retournements brusques de phase, mais, cette fois, les alternances successives de sa modulation sont toujours égales, en valeurs absolues, et, par conséquent, l'onde porteuse correspondante est toujours nulle.

On voit comment ces considérations géométriques simples — et que l'on pourrait développer — permettent de retrouver les diverses caractéristiques des spectres des oscillations modulées en fréquence, et jusqu'aux racines des fonctions de Bessel.

*Retour sur la modulation de phase.* — Bien que nous ne nous occupions ici que de la modulation de fréquence, nous examinerons néanmoins très rapidement la constitution du spectre dans le cas de la modulation dite « de phase », et pour une seule fréquence de modulation. Nous aurons, en effet, besoin de connaître cette constitution lors de l'étude de certains procédés de modulation en fréquence des émetteurs radioélectriques.

L'équation d'une oscillation modulée en phase dérive de l'équation (6) ci-dessus. Avec les notations de l'équation (21), elle peut s'écrire :

$$i = a \sin(\omega t + k \Phi \sin \Omega t) \quad (29)$$

ou :

$$i = a \sin(\omega t + m \sin \Omega t) \quad (30)$$

l'indice de modulation  $m = k \Phi = \Delta \Phi$  étant, cette fois, simplement l'excursion de phase  $\Delta \Phi$ . Il faut noter que, sous cette forme, la modulation n'est pas maxima à l'origine des temps, mais qu'elle est nulle.

La comparaison des deux équations (22) et (30) montre qu'alors les spectres sont identiques. Toutefois, l'indice de modulation, dans le cas actuel, ne dépend plus de la fréquence de modulation, et, par conséquent, l'intensité des ondes latérales est indépendante de cette fréquence. A cet égard, le spectre se rapproche donc du spectre de la modulation d'amplitude plus que le spectre de la modulation de fréquence.

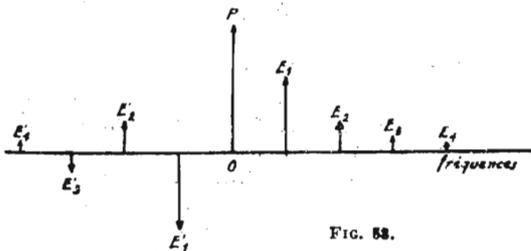


FIG. 53.

La figure 53 représente les dispositions de ce spectre au moment du zéro de la modulation et pour des indices de modulation assez faibles. Au moment du maximum de la modulation, il sera représenté par la figure 54 que l'on comparera au premier graphique de la figure 45 concernant la modulation de fréquence. On voit, en particulier, qu'il se produit, par rapport à cette dernière,

un décalage de  $\frac{\pi}{2}$  des phases des ondes latérales impaires.

Dans le cas de très petits indices de modulation, la première paire d'ondes latérales existe seule, et, au moment du maximum de la modulation,

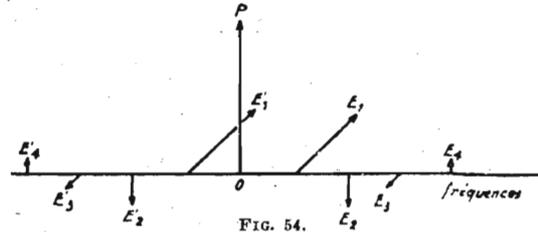


FIG. 54.

elle a la disposition de la figure 55 (a). A titre de comparaison, on a figuré en (b) le spectre, dans les mêmes conditions, pour la modulation de fréquence (toujours au maximum de la modulation), et en (c) le spectre d'une modulation d'amplitude. On constate que le spectre de la modulation de phase se déduit alors du spectre de la modulation d'amplitude en faisant tourner de  $\frac{\pi}{2}$ , dans le même sens, les deux

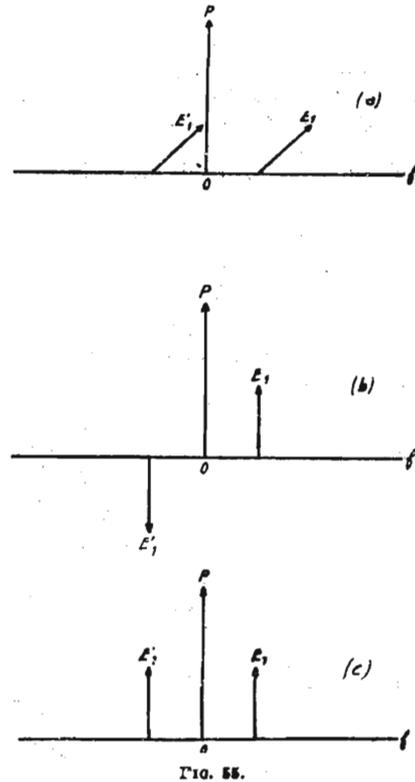


FIG. 55.

ondes latérales. Quant au spectre de la modulation de fréquence, il se déduirait du spectre de la modulation d'amplitude par une rotation de  $\pi$  de la seule onde latérale inférieure. De plus, si l'on compare des modulations sur des fréquences diverses, le passage de la modulation d'amplitude à la modulation de phase ne change pas l'inten-

sité des ondes latérales (ou la modifie dans un rapport qui est indépendant de la fréquence de modulation). Au contraire, le passage de la modulation d'amplitude à la modulation de fréquence modifie l'intensité des ondes latérales dans un rapport qui est fonction de la fréquence de modulation, puisque, pour la modulation de fréquence de très petit indice de modulation, l'intensité des ondes latérales est inversement proportionnelle à cette fréquence de modulation, toutes choses égales d'ailleurs.

C. — Cas de deux fréquences de modulation.

On abordera maintenant le cas beaucoup plus compliqué où les oscillations sont modulées en fréquence simultanément avec deux fréquences de modulation  $F_1$  et  $F_2$  de pulsations  $\Omega_1$  et  $\Omega_2$ .

On considérera des indices de modulation partiels  $m_1 = \frac{k_1 \omega}{\Omega_1} = \frac{\Delta_1 \omega}{\Omega_1} = \frac{\Delta_1}{F_1}$  et  $m_2 = \frac{k_2 \omega}{\Omega_2} = \frac{\Delta_2 \omega}{\Omega_2} = \frac{\Delta_2}{F_2}$  afférents respectivement aux fréquences  $F_1$  et  $F_2$ .

Si l'on suppose d'abord qu'il existe un instant où les fréquences de modulation sont en phase, et où, d'autre part, les déviations de fréquence dues à chacune des modulations sont maxima, et si l'on prend cet instant pour origine des temps, l'équation des oscillations s'écrit :

$$i = a \sin (\omega t + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t) \quad (31)$$

Sans donner le détail des calculs (qui comportent la décomposition du sinus de l'équation ci-dessus, puis le développement introduisant les fonctions de Bessel, enfin le remplacement de produits de fonctions circulaires par des sommes de telles fonctions), on arrive à la formule du spectre suivante :

$$i = a \sum_{\substack{n_1 = -\infty \\ n_2 = -\infty}}^{\substack{n_1 = +\infty \\ n_2 = +\infty}} J_{n_1}(m_1) J_{n_2}(m_2) \sin (\omega + n_1 \Omega_1 + n_2 \Omega_2) t \quad (32)$$

toujours avec

$$J_{-n} = (-1)^n J_n \quad (32)$$

Dans le cas maintenant où les modulations de fréquences  $F_1$  et  $F_2$  seraient caractérisées par des phases  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$ , l'équation (31) deviendrait :

$$i = a \sin [\omega t + m_1 \sin (\Omega_1 t + \Phi_1) + m_2 \sin (\Omega_2 t + \Phi_2)] \quad (33)$$

et l'équation du spectre, obtenue par des considérations analogues à celles exposées lors de l'étude de la modulation sinusoïdale, serait :

$$i = a \sum_{\substack{n_1 = -\infty \\ n_2 = -\infty}}^{\substack{n_1 = +\infty \\ n_2 = +\infty}} J_{n_1}(m_1) J_{n_2}(m_2) \sin [(\omega + n_1 \Omega_1 + n_2 \Omega_2) t + n_1 \Phi_1 + n_2 \Phi_2] \quad (34)$$

toujours avec les mêmes conditions que précédemment.

Ces équations appellent les remarques suivantes :

a) *Constitution du spectre.* — En dehors des ondes latérales correspondant aux fréquences  $F_1$  et  $F_2$  et à leurs harmoniques, que l'on pouvait s'attendre à rencontrer, étant donné le résultat obtenu ci-dessus pour la modulation sur une seule fréquence, le spectre renferme des ondes latérales correspondant à toutes les combinaisons linéaires des fréquences  $F_1$  et  $F_2$ , telles que

$$r F_1 + s F_2$$

C'est là un phénomène nouveau qui n'avait rien de commun dans la modulation d'amplitude. Dans celle-ci, des fréquences constituant des combinaisons linéaires des fréquences de modulation pouvaient s'introduire dans le spectre, mais seulement lorsqu'il y avait *déformation non linéaire*, et c'est ce qui constituait le phénomène de l'« intermodulation ». Il faudrait bien se garder de conclure qu'en modulation de fréquence également, l'apparition de ces combinaisons révèle une certaine intermodulation. En réalité, il n'y a pas de déformation et, à la réception, le discriminateur, s'il est linéaire, restituera purement et simplement les deux fréquences de modulation  $F_1$  et  $F_2$ , sans aucune combinaison supplémentaire. C'est, au contraire, la suppression de certaines ondes latérales correspondant aux fréquences telles que  $r F_1 + s F_2$  qui introduirait une déformation, et qui ferait apparaître de telles combinaisons dans le courant de basse fréquence sortant du discriminateur.

Quant à l'intensité même des ondes latérales, correspondant à une certaine fréquence  $r F_1 + s F_2$ , on voit qu'elle est le produit des intensités des ondes latérales qui correspondraient à des modulations séparées sur les fréquences  $F_1$  et  $F_2$ . Il y a ainsi une certaine « multiplication » des spectres, au lieu de l'addition habituelle que l'on pouvait constater en modulation d'amplitude.

On notera, enfin, que les indices de modulation  $m_1$  et  $m_2$  ne peuvent pas être quelconques, puisqu'il faut qu'au total la déviation de fréquence  $\Delta f$ , somme des déviations de fréquence correspondant à chacune des fréquences de modulation, n'excède pas la déviation de fréquence maxima admise.

b) *Largeur du spectre.* — Comme précédemment, les bandes de modulation s'étendent théoriquement jusqu'à l'infini, mais, pratiquement, les intensités des ondes latérales sont limitées à partir d'un certain rang. En effet, ces intensités sont le produit de deux fonctions de Bessel  $J_{n_1}$  et  $J_{n_2}$  et chacune de ces fonctions est toujours inférieure à 1.

D'autre part, comme on l'a vu précédemment, les spectres, qui correspondraient séparément à chacune des fréquences de modulation  $F_1$  et  $F_2$  et dont les amplitudes des ondes latérales seraient caractérisées, par conséquent, par les fonctions  $J_{n_1}$  et  $J_{n_2}$ , sont limités. *A fortiori*, les produits de ces fonctions ne dépassent pas, à partir d'un certain rang, un certain pourcentage de l'intensité des oscillations en l'absence de modulation.

c) *Symétrie et dissymétrie du spectre.* — Les équations ci-dessus font apparaître, en outre, le

fait suivant : dans certaines circonstances, le spectre peut être dissymétrique par rapport à l'onde porteuse. Si, en premier lieu, on considère des fréquences de modulation  $F_1$  et  $F_2$  n'ayant aucune commune mesure, et telles que jamais une fréquence  $F'$  d'une onde latérale ne pourra être obtenue à la fois par une combinaison  $r F_1 + s F_2$ , et par une seconde combinaison différente  $u F_1 + v F_2$ , le spectre a alors des intensités (considérées, abstraction faite de la phase des ondes latérales) toujours symétriques par rapport à l'onde porteuse. En effet, l'intensité de l'onde latérale supérieure correspondant à la fréquence  $F' = r F_1 + s F_2$  sera le produit  $J_r J_s$  et l'intensité de l'onde inférieure sera le produit  $J_{-r} J_{-s}$  dont la valeur absolue est égale à la valeur absolue du premier d'après la condition

$$J_{-n} = (-1)^n J_n.$$

Quant aux signes de ces produits, qu'il est intéressant de connaître pour examiner comment se répartissent les phases des ondes latérales, ils dépendront de la parité des nombres  $r$  et  $s$ , et la répartition des phases pourra donc être assez complexe.

Mais supposons maintenant que les fréquences de modulation  $F_1$  et  $F_2$  soient telles qu'une onde latérale correspondant à la fréquence  $F'$  puisse être obtenue par une combinaison  $F' = r F_1 + s F_2$  et aussi par une autre combinaison  $F' = u F_1 + v F_2$ . Alors, l'intensité de cette onde latérale sera la somme des intensités des deux ondes latérales correspondant aux combinaisons  $J_r J_s$  d'une part, et  $J_u J_v$  d'autre part, compte tenu de la phase relative de ces intensités. Même si ces phases sont identiques pour l'onde latérale supérieure, il pourra ne plus y avoir symétrie. En effet, l'onde latérale supérieure aura une intensité  $J_r J_s + J_u J_v$  et, suivant la parité des nombres  $r, s, u$  et  $v$ , l'onde latérale inférieure pourra avoir une intensité qui, en valeur absolue, sera soit  $J_r J_s + J_u J_v$  soit  $J_r J_s - J_u J_v$ , d'où la dissymétrie.

Dans le cas où interviennent les différences de phases  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$  le phénomène se manifeste également, et, suivant ces différences de phases, il peut y avoir pour les mêmes fréquences de modulation  $F_1$  et  $F_2$ , soit symétrie, soit dissymétrie du spectre.

Ces conditions de dissymétrie peuvent être, en particulier, remplies, lorsque la fréquence  $F_2$  est un harmonique de la fréquence  $F_1$ , ce qui est évi-

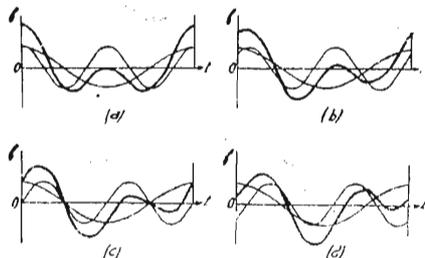


FIG. 56.

demment un cas très fréquent ; alors, le raisonnement qui vient d'être développé montre que, pour certains déphasages relatifs de  $F_1$  et de son

harmonique  $F_2 = p F_1$ , il y a dissymétrie, tandis que, pour d'autres déphasages, il y a symétrie.

Ce phénomène, qui a surpris certains théoriciens (1), s'explique en réalité facilement si l'on se reporte à la courbe donnant, dans ces divers cas, la variation, en fonction du temps, de la fréquence de l'onde modulée. C'est ainsi que les courbes de la figure 56 reproduisent cette variation dans le cas d'une fréquence fondamentale de modulation  $F_1$ , ayant une certaine intensité, et de l'harmonique deux de cette fréquence, ayant une intensité égale. Suivant la phase relative des deux oscillations, la courbe peut être symétrique ou dissymétrique par rapport aux points où elle coupe l'axe des temps. Dans le premier cas, la fréquence instantanée de l'oscillation modulée varie d'une manière analogue, qu'elle soit au-dessus ou qu'elle soit au-dessous de la fréquence de l'onde porteuse, et le spectre doit donc être symétrique. Au contraire, dans le second cas, la fréquence instantanée peut, par exemple, rester au-dessus de la fréquence de l'onde porteuse, plus longtemps qu'elle ne reste au-dessous (ou inversement), ce qui entraîne, dès lors, une dissymétrie du spectre, puisque l'énergie ne doit plus se répartir symétriquement par rapport à la fréquence de l'onde porteuse.

La figure 56 (a) où les oscillations sont en phase pour  $t = 0$ , est le cas le plus typique de dissymétrie. Si un décalage correspondant à  $1/8^{\circ}$  de période de l'oscillation fondamentale se produit (fig. 56 (b)), la dissymétrie subsiste tout en étant moins accusée; pour un décalage d'un quart de période (fig. 56 (c)), il y a symétrie parfaite, et, enfin, une certaine dissymétrie intervient de nouveau pour un décalage de  $3/8^{\circ}$  de période (fig. 56 (d)).

Si l'on revient à la disposition de la figure 56 (a), la figure 57 (a) représente le spectre d'une onde modulée en fréquence sur la fréquence  $F_1$ , avec un indice de modulation de 2 (Bibl. 15), la figure 57 (b), le spectre d'une oscillation modulée en fréquence sur la fréquence  $F_2 = 2F_1$ , et avec une profondeur de modulation égale à la profondeur précédente, c'est-à-dire avec un indice de modulation réduit de moitié et égal à 1 (puisque la fréquence de modulation est doublée). Enfin, la figure 57 (c) représente le spectre obtenu lorsque les deux modulations agissent simultanément (avec une profondeur de modulation double par conséquent de la profondeur précédente) : on constate la dissymétrie introduite, qui est considérable. Sur ces trois spectres, et afin de mieux montrer leur caractère symétrique ou dissymétrique, on n'a pas tenu compte des phases relatives des diverses ondes au moment du maximum de modulation, mais on les a indiquées en donnant le signe positif aux intensités des ondes en phase avec l'onde porteuse, et le signe négatif aux

(1) Après avoir montré, par le calcul, dans le cas d'un nombre élevé de fréquences de modulation, que le spectre pouvait être dissymétrique, un auteur étranger a ajouté « qu'il regrettrait de ne pouvoir donner une raison intuitive de ce phénomène ».

intensités des ondes qui sont alors en opposition de phase avec cette dernière.

**D. — Cas de plusieurs fréquences de modulation.**

Les résultats précédents s'étendent sans difficulté, mais avec une complication croissante, au cas de plusieurs fréquences de modulation. Dans le cas général où l'on tient compte des déphasages relatifs  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3, \dots$ , l'équation des oscillations s'écrit alors :

$$i = a \sin [\omega t + m_1 \sin (\Omega_1 t + \Phi_1) + m_2 \sin (\Omega_2 t + \Phi_2) + m_3 \sin (\Omega_3 t + \Phi_3) + \dots] \quad (35)$$

et l'équation du spectre devient :

$$i = a \sum_{\substack{n_1, n_2, n_3, \dots = +\infty \\ n_1, n_2, n_3, \dots = -\infty}} J_{n_1}(m_1) J_{n_2}(m_2) J_{n_3}(m_3) \dots \sin [(\omega + n_1 \Omega_1 + n_2 \Omega_2 + n_3 \Omega_3 + \dots) t + n_1 \Phi_1 + n_2 \Phi_2 + n_3 \Phi_3 + \dots] \quad (36)$$

On peut faire, à ce sujet, des remarques analogues à celles formulées dans le cas de deux fré-

ques par rapport aux points où la courbe de variation de cette fréquence instantanée coupe l'horizontale correspondant à la fréquence médiane.

L'onde porteuse elle-même perd, en réalité, beaucoup de son importance. Dans le cas d'une modulation de fréquence du type représenté par la courbe de la figure 58 par exemple, peu importe que l'onde porteuse (et l'onde en l'absence de modulation) ait la fréquence  $f_1$  ou la fréquence  $f_2$ .

Enfin, de la forme même de la courbe de la fréquence instantanée, on peut déduire des indications sur le spectre. Lorsque cette courbe reste au voisinage d'une fréquence déterminée pendant un temps assez long, l'énergie s'accumule sur cette fréquence, et on aura, à son voisinage, des

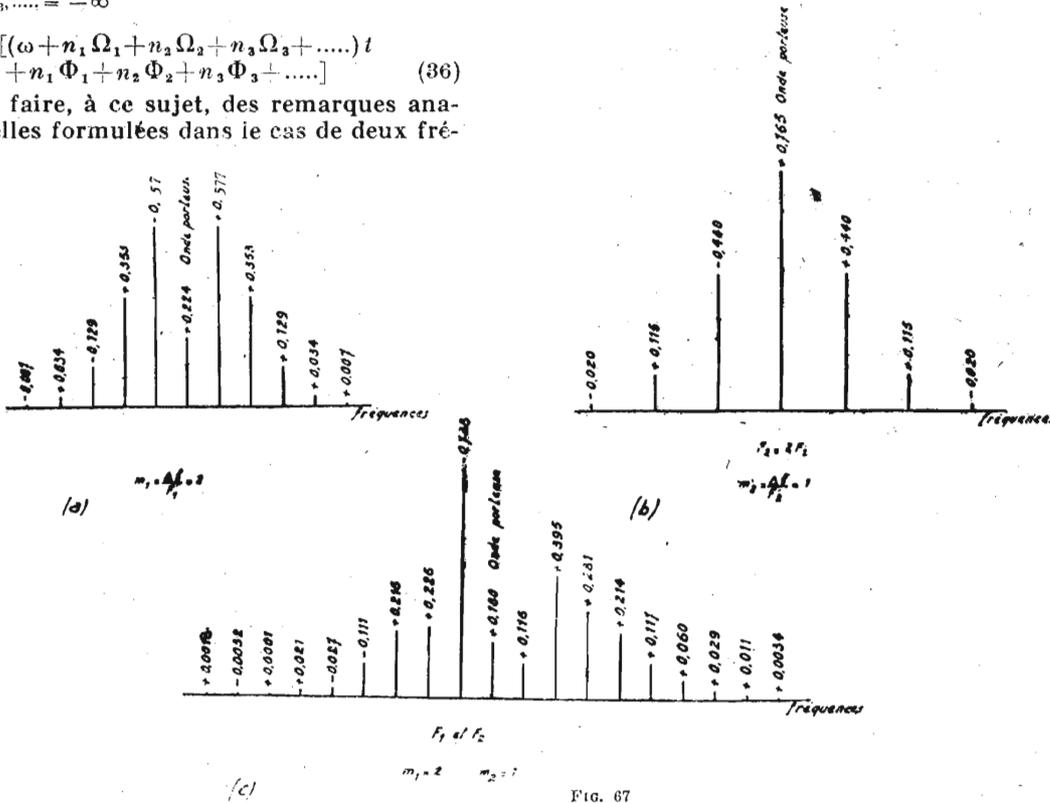


FIG. 67

quences de modulation : la largeur n'est pas infinie, puisque l'intensité de chaque onde latérale est le produit d'un certain nombre de fonctions de Bessel, toutes inférieures à l'unité, et représentant elles-mêmes les intensités des spectres qui seraient obtenus en modulant séparément par chacune des fréquences considérées. Dès lors, dès que l'intensité d'une de ces ondes latérales se trouve être pratiquement nulle, l'intensité de l'onde latérale résultante, produit des intensités considérées, est nulle aussi.

Le spectre peut être symétrique ou dissymétrique suivant que les variations de la fréquence instantanée au-dessus et au-dessous de la fréquence médiane sont symétriques ou dissymétri-

ques. Au contraire, si la fréquence instantanée passe rapidement sur certaines valeurs de la fréquence, les ondes latérales y seront faibles. Autour des valeurs de la fréquence sur laquelle s'accumulera l'énergie, les ondes latérales décroîtront plus ou moins rapidement : si la fréquence instantanée garde longtemps une certaine valeur, la décroissance sera rapide ; si, au contraire, elle reste moins longtemps autour de cette valeur, la décroissance sera plus lente. A titre d'exemple, la figure 59 représente une certaine courbe de variation de la fréquence instantanée, qui reste assez longtemps au voisinage de la fréquence  $f_2$ , et qui, d'autre part, oscille pendant moins longtemps entre les fré-

quences  $f_3$  et  $f_4$ , la fréquence de l'onde porteuse étant supposée être  $f_1$ .

La figure 60 montre le spectre correspondant, avec une accumulation d'énergie importante sur la fréquence  $f_2$ , et une décroissance assez rapide des ondes latérales à son voisinage, puis une accumulation d'énergie moins importante sur les fréquences  $f_3$  et  $f_4$ , avec une décroissance plus

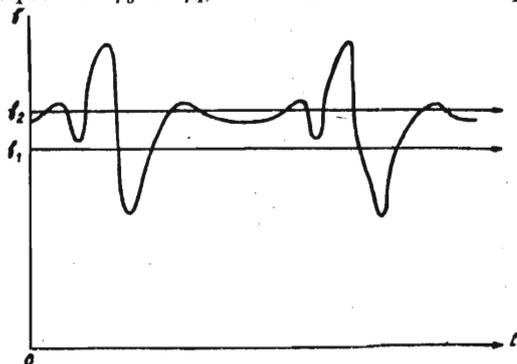


FIG. 58.

lente des intensités des ondes latérales voisines. La fréquence porteuse  $f_1$  ne se différencie pas des autres fréquences.

L'ensemble de ces considérations permet de souligner maintenant combien le caractère de l'onde porteuse et des ondes latérales est différent en modulation d'amplitude et en modulation de fréquence.

En modulation d'amplitude, l'onde porteuse, toujours intense par rapport aux ondes latérales

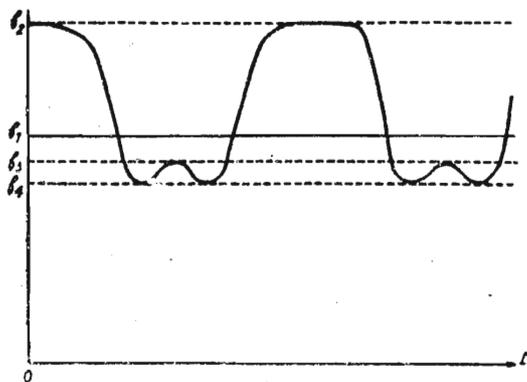


FIG. 59.

(puisque'elle doit être plus grande que la somme de toutes ces ondes latérales, afin d'éviter la surmodulation), garde une amplitude constante, et est le centre de symétrie du spectre. C'est un élément stable, que l'on peut supprimer dans la transmission en vue d'économiser l'énergie correspondante, mais qu'il est indispensable de rétablir ensuite, à la réception, avec sa fréquence initiale. Toute modification, même légère, de sa fréquence, entraîne une distorsion importante de la modulation.

En modulation de fréquence, au contraire, l'onde porteuse n'a plus cette importance. Son intensité est souvent réduite, et elle tombe au-

dessous de l'intensité de beaucoup d'ondes latérales ; elle n'est plus un centre de symétrie du spectre, et ne se distingue pas des ondes voisines. Elle ne correspond, en général, qu'à une petite fraction de l'énergie totale, et il n'est par conséquent pas intéressant d'essayer de la supprimer pour la transmission. Cette suppression et le rétablissement ultérieur seraient, d'ailleurs, délicats,

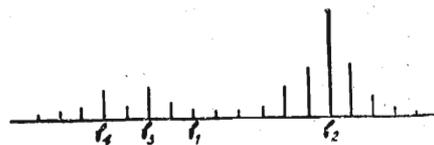


FIG. 60.

puisque l'intensité de l'onde porteuse est variable au cours de la modulation. Par contre, si on l'effectuait, l'exactitude de reproduction de sa fréquence n'aurait plus la même importance qu'en modulation d'amplitude, la hauteur de la note de modulation étant caractérisée tout autant par l'espacement des diverses ondes latérales entre elles que par la différence de fréquence entre les deux ondes qui encadrent l'onde porteuse et cette onde porteuse elle-même.

D'autre part, lorsque, en modulation d'amplitude, on supprime l'onde porteuse pour la rétablir à la réception, il est intéressant de la renforcer alors au delà même du simple rétablissement, ce qui n'entraîne aucune déformation, mais ne réduit, au contraire, la distorsion non linéaire du détecteur. Dans le cas de la modulation de fréquence, par contre, si l'on supprimait l'onde porteuse à l'émission, son rétablissement à la réception devrait reproduire rigoureusement l'intensité relative initiale par rapport aux ondes latérales, faute de quoi une distorsion particulière, dont la valeur a été calculée, serait introduite.

Quant aux ondes latérales, leur lien avec la forme même de la modulation est très différent en modulation d'amplitude et en modulation de fréquence. Sans doute, en modulation d'amplitude ce lien existe-t-il déjà ; néanmoins, une modulation non symétrique par rapport à l'amplitude moyenne entraîne un spectre qui est toujours symétrique. En modulation de fréquence, au contraire, où l'élément variable se trouve être justement la fréquence instantanée, le lien entre la forme de la modulation et la disposition des ondes latérales est beaucoup plus intime, et à une forme de modulation non symétrique par rapport à la fréquence médiane correspond un spectre également non symétrique par rapport à cette fréquence.

#### E. — Préaccentuation et désaccentuation.

On a vu qu'en modulation de fréquence la largeur effective du spectre dépend, non seulement de la fréquence, mais aussi — et d'une manière plus importante lorsque les indices de modulation restent grands — de la profondeur de modulation (alors qu'en modulation d'amplitude la profon-

deur de modulation ne réagit pas sur la largeur du spectre, tant du moins qu'il n'y a pas surmodulation).

Or, dans la modulation téléphonique, les fréquences élevées entre 1.000 ou 2.000 c/s et 15.000 c/s sont, en général, peu intenses et ne

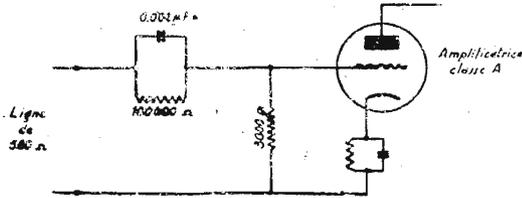


FIG. 61.

donnent lieu qu'à une modulation de faible profondeur. Si l'on module un émetteur à modulation de fréquence de haute qualité avec le courant provenant directement du microphone, lors d'une émission de parole ou de musique, on peut être amené à constater que, compte tenu simultanément

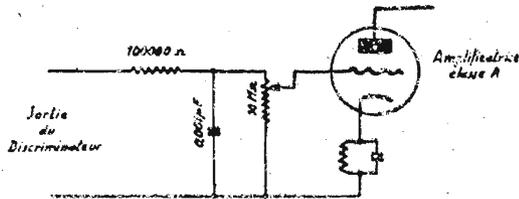


FIG. 63.

ment de la hauteur des diverses fréquences de modulation et de leur intensité relative, le spectre sera plus large pour des fréquences comprises entre 400 et 1.000 c/s que pour des fréquences plus élevées. Il peut, dès lors, être intéressant de chercher à obtenir une largeur constante en relevant, à l'émission, le niveau relatif des notes aiguës pour le réduire ensuite, à la réception, après passage par le discriminateur. L'intérêt de l'opération est que les brouillages et les bruits de fond, dont les composantes correspondent, en général, à des notes assez élevées, seront ainsi réduits à la réception, toutes choses égales d'ailleurs, comme on le verra plus en détail ci-dessous.

La préaccentuation, dénommée par les Américains « *preemphasis* », s'obtient en disposant à l'émission; après le microphone, un circuit à constante de temps de 100  $\mu$ s, qui a été normalisé aux États-Unis, et qui est représenté sur la figure 61. Le relèvement de niveau est à peu près proportionnel à la fréquence à partir de 1.500 c/s (1).

(1) Si l'on se rappelle qu'en modulation de fréquence la déviation de fréquence, pour des tensions de modulation égales, reste constante dans toute la gamme des fréquences de modulation, alors que la déviation de phase décroît inversement proportionnellement à cette fréquence de modulation, et qu'en modulation de phase la déviation de fréquence croît avec la fréquence de modulation, tandis que la déviation de phase est indépendante de cette fréquence, on constatera que la préaccentuation a, en somme, pour effet, de transformer, pour les notes les plus

À la réception, on rétablit les choses (désaccentuation, ou « *deemphasis* ») en disposant, après le discriminateur, un circuit inverse (fig. 63), rabaisant le niveau des aiguës. Lors de l'étude des brouillages en modulation de fréquence, on évaluera le gain ainsi réalisé (2).

F. — Cas de la manipulation télégraphique.

L'étude du spectre dans le cas de la manipulation télégraphique (réduite à une succession de points, séparés entre eux par un intervalle égal à leur largeur), pourrait se faire en décomposant ce genre de modulation en ses divers harmo-

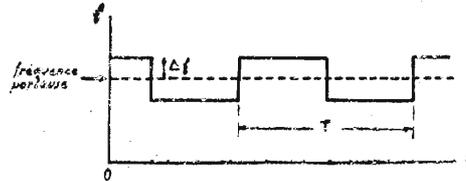


FIG. 64.

niques, et appliquant les résultats précédents. Ce serait évidemment très compliqué, et il vaut mieux partir directement de l'équation des oscillations dans ce cas particulier, et chercher à effectuer une décomposition en série de Fourier.

Nous renverrons, pour le détail des calculs, aux articles qui ont spécialement traité de cette question (Bibl. 3 et 12) et nous nous bornerons à indi-

aiguës, la modulation de fréquence en une modulation de phase.

Sur la figure 62, on a porté en abscisse l'échelle des

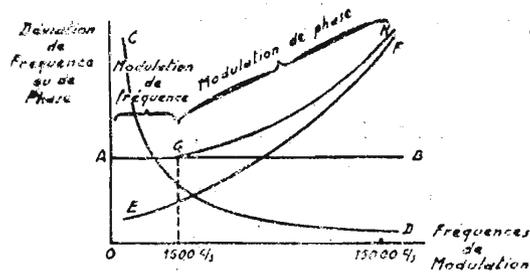


FIG. 62.

fréquences de modulation, et en ordonnée les déviations.

En modulation de fréquence ordinaire, la déviation de fréquence serait représentée par l'horizontale AB et la déviation de phase par une courbe telle que CD. En modulation de phase, c'est la déviation de phase qui serait représentée par une horizontale telle que AB, et la déviation de fréquence serait représentée par une courbe telle que EF. Lorsque, à partir de la fréquence de 1.000 ou 1.500 c/s, on applique à la modulation de fréquence le dispositif d'accentuation des notes aiguës, on obtient une déviation de fréquence qui suit tout d'abord la droite AG, puis qui s'élève suivant la courbe GH.

Quant à la déviation de phase qui décroissait entre A et B, elle devient sensiblement constante au delà de G. Ainsi, le système revient bien à moduler en fréquence pour les notes de modulation basses, et à moduler « en phase » pour les notes aiguës, tout en conservant, à la réception, un récepteur à discriminateur qui donne une intensité de sortie proportionnelle à la déviation de fréquence (et non à la déviation de phase).

(2) Après plusieurs années d'expérimentation, il semble d'ailleurs que les Américains aient actuellement une tendance à réduire la préaccentuation en utilisant des circuits n'ayant plus qu'une constante de temps de 50  $\mu$ s.

quer les résultats principaux obtenus dans le cas de la manipulation représentée par la figure 64, où la déviation de fréquence de part et d'autre de la fréquence porteuse est  $\Delta f$ , et la période fondamentale de la manipulation  $T = \frac{1}{F} = \frac{2\pi}{\Omega}$ .

Le spectre dépend, comme précédemment, de l'indice de modulation  $m = \frac{\Delta f}{F}$ . Les fonctions de Bessel n'interviennent plus directement dans l'expression de l'intensité des ondes latérales successives, intensités qui, pour les ondes latérales de rang  $n$ , sont fonction du coefficient  $\frac{m}{m^2 - n^2}$ .

Comme ces coefficients sont moins rapidement décroissants avec  $n$  que les fonctions de Bessel  $J_n(m)$ , il en résulte, ainsi qu'on pouvait s'y attendre, que, pour une même fréquence de modulation  $F$ , le spectre est *plus large* qu'en modulation sinusoïdale, résultat identique à celui obtenu pour la modulation d'amplitude.

Une seconde remarque est que les ondes latérales d'ordre impair disparaissent si  $m$  est entier et impair, et que l'onde porteuse et les ondes latérales d'ordre pair disparaissent si  $m$  est entier et pair.

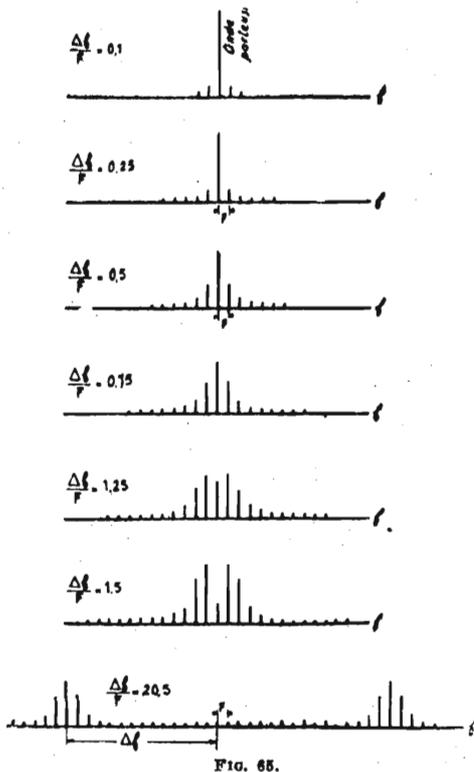


FIG. 65.

Sur la figure 65 on a représenté les spectres successifs pour une vitesse de manipulation constante ( $F$  constant) et une déviation de fréquence variable, en partant d'une faible déviation. Lorsque la déviation de fréquence est très faible, ( $\Delta f = 0,1 F$ , par exemple), la largeur du spectre

est déterminée principalement par la valeur de  $F$ , et il comprend, à gauche et à droite de l'onde porteuse, les ondes latérales habituelles, qui, au delà de la première, tombent rapidement à zéro. La largeur du spectre s'accroît lorsque la déviation de fréquence augmente. Lorsque la déviation devient grande par rapport à la fréquence de modulation ( $\Delta f = 20,5 F$  par exemple (2)), l'énergie tend à se concentrer sur les deux fréquences de manipulation et de contre-manipulation  $f + \Delta f$  et  $f - \Delta f$ , ainsi qu'on pouvait le supposer.

Sur la figure 66, on a représenté les mêmes spectres dans le cas d'une déviation de fréquence constante, mais d'une vitesse de manipulation variable. Lorsque la manipulation est lente, l'énergie reste concentrée sur les deux fréquences  $f - \Delta f$  et  $f + \Delta f$ . Si la vitesse de manipulation s'accroît, chacune des deux « raies » du spectre s'élargit tout d'abord. Les diverses raies se séparent les unes des autres au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence  $F$ , et, finalement,

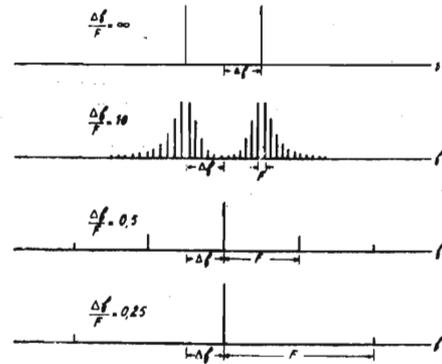


FIG. 66.

lorsque celle-ci dépasse la déviation de fréquence  $\Delta f$ , on obtient un spectre constitué par l'onde porteuse et les ondes latérales, nettement séparées, comme précédemment.

En conclusion, lorsque la manipulation est lente par rapport à la déviation de fréquence (cas assez général), le spectre a une largeur qui est surtout fonction de cette déviation de fréquence. Pour les manipulations très rapides, au contraire, avec une déviation de fréquence faible, la largeur du spectre dépend surtout de la vitesse de manipulation.

On a vu, ci-dessus, que l'amplitude des raies décroissait comme  $\frac{m}{m^2 - n^2}$ . Le spectre de la même manipulation, en modulation d'amplitude, s'étend également jusqu'à l'infini, avec une intensité des raies décroissant comme  $\frac{1}{n}$ , et il est intéressant de comparer la largeur utile des deux spectres. Les deux courbes, lieux des extrémités

(2) Il est commode, pour l'étude des spectres de la manipulation télégraphique considérée ici, de choisir des indices de modulation non entiers, de façon à ne pas se trouver dans l'un des cas de disparition de certaines ondes latérales.

des vecteurs représentant les ondes latérales, l'une pour la modulation de fréquence, en  $\frac{m}{n^2 - m^2}$ , l'autre pour la modulation d'amplitude, en  $\frac{1}{n}$ , se coupent normalement en deux points  $\alpha$  et  $\beta$ , situés à droite de la fréquence porteuse, et en deux

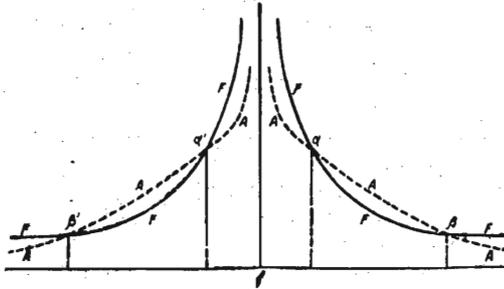


FIG. 67.

autres points  $\alpha'$  et  $\beta'$ , situés à gauche (fig. 67).

Si l'indice de modulation est assez grand, le spectre, en modulation de fréquence, est donc plus large que le spectre en modulation d'amplitude, comme on l'a déjà vu. Mais, si l'indice de modulation est assez petit pour que les ondes latérales situées à partir d'une certaine raie comprise entre  $\alpha$  et  $\beta$  soient d'amplitude négligeable, alors, la courbe F se trouvant au-dessous de la courbe A vers les extrémités du spectre, c'est le spectre en modulation de fréquence qui sera plus étroit que celui en modulation d'amplitude.

Si, d'ailleurs, l'indice  $m$  tend vers zéro, le spectre de la modulation de fréquence tend vers la seule onde porteuse ayant une amplitude unité, alors que le spectre de la modulation d'amplitude tend vers une onde porteuse d'amplitude  $1/2$  et une infinité d'ondes latérales, d'amplitudes respectives  $\frac{1}{n\pi}$ .

La figure 68 montre, par exemple, la disposition des courbes de la figure 67 pour  $m = 1$  et pour  $m = 0,1$ .

Si l'on estime que l'on peut négliger les ondes latérales à partir de la cinquième, on trouve que, si  $m < 2$ , le spectre en modulation de fréquence devient plus étroit que le spectre en modulation d'amplitude. Cet avantage n'est donc appréciable que pour de petits indices, et, par conséquent, de faibles déviations de fréquence, nécessitant une stabilité particulièrement grande de l'onde porteuse. Dans le cas, par exemple, d'une manipulation à la vitesse de 500 bauds par minute, avec une déviation de fréquence très faible, de 100 c/s, l'indice de modulation est de 0,2, et le spectre en modulation de fréquence est cinq fois moins large que celui en modulation d'amplitude. Il se réduit en effet alors pratiquement au premier jeu d'ondes latérales (le second jeu n'ayant qu'une intensité de 3 % de l'intensité de l'onde porteuse), alors que le spectre en modulation d'amplitude

aurait cinq couples d'ondes latérales, encore appréciables.

Ce résultat, qui peut surprendre au premier abord, mais qui s'explique facilement, fait présager que, pour certains phénomènes transitoires, et avec une faible déviation de fréquence, le spectre de la modulation de fréquence peut être

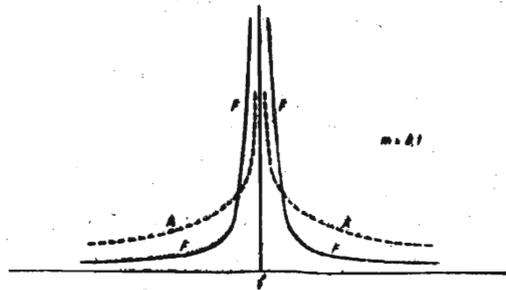
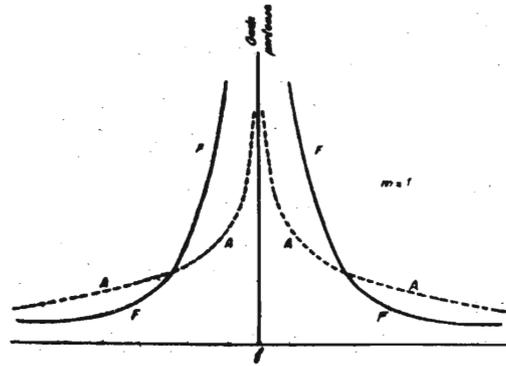


FIG. 68.

plus étroit que le spectre de la modulation d'amplitude, ce que confirme l'expérience.

Cette constatation, qui a déjà donné lieu à diverses études, tant en France qu'à l'étranger, pourra peut-être entraîner certains progrès des radiocommunications. Son intérêt paraît malheureusement limité par la condition d'un très faible indice de modulation, puisque, d'autre part, comme on l'a déjà indiqué, la modulation de fréquence possède des avantages sur la modulation d'amplitude au point de vue de la protection contre les brouillages et les bruits de fond, surtout lorsque l'indice de modulation est très grand.

**G. — Combinaisons de modulations de fréquence et de modulations d'amplitude.**

Il n'est pas usuel de moduler simultanément une même onde en fréquence et en amplitude (bien que cela ait parfois été proposé, en particulier pour la radiodiffusion et pour la télévision), mais il est possible qu'une modulation d'amplitude parasite vienne s'ajouter à la modulation de fréquence normale, entraînant une certaine distorsion. Il est donc intéressant d'examiner rapidement comment le spectre d'une modulation de fréquence est influencé par une modulation d'amplitude additionnelle.

Dans le cas de modulations sinusoïdales, sur

la même fréquence, en phase, et avec un faible indice et une faible profondeur de modulation, les résultats déjà obtenus à l'alinéa B ci-dessus, et les spectres des figures 55 (b) et (c), font présager que la combinaison des deux modulations peut entraîner une réduction ou une suppression de l'une des ondes latérales, et une augmentation de l'onde latérale symétrique, ce que confirme le calcul et l'expérience (Bibl. 4) (1).

Le cas le plus général n'a pas, à notre connaissance, été traité complètement, et, seuls, des cas particuliers, donnant d'ailleurs déjà lieu à des calculs très compliqués, ont été abordés. On se bornera ici à indiquer un certain nombre de résultats partiels (Bibl. 15) :

a) Si, tout d'abord, on considère des oscillations modulées sinusoidalement en fréquence, à une fréquence F, et également modulées sinusoidalement en amplitude à la même fréquence F, le spectre comprend des ondes latérales distantes entre elles de la fréquence F. Dans le spectre doublement modulé, l'intensité d'une composante est égale à l'intensité de la même composante du spectre de la modulation uniquement en fréquence, augmentée ou diminuée, de la composante voisine, multipliée par la moitié du taux de modulation en amplitude.

Si la modulation en amplitude, au lieu de se faire sur la fréquence F, se faisait sur un harmonique nF, ce ne serait pas la composante voisine, mais la n<sup>em</sup> composante à gauche ou à droite de celle considérée qui serait intervenue pour modifier l'intensité.

Enfin, si la modulation s'effectuait simultanément sur plusieurs harmoniques de F, les diverses corrections s'ajouteraient simplement les unes aux autres.

b) Si l'on considère un spectre de modulation en fréquence sur la fréquence F et ses harmoniques nF, spectre que l'on suppose être symétrique par rapport à l'onde porteuse, et si l'on ajoute une modulation en amplitude sur des harmoniques de F, la symétrie subsiste si ces harmoniques sont pairs, et elle est détruite, au contraire, si ces harmoniques sont impairs ou sont à la fois pairs et impairs.

A titre d'exemple, la figure 59 (a) représente le spectre d'oscillations modulées uniquement en fréquence avec un indice de modulation  $\frac{\Delta f}{F} = 1$ .

La figure 59 (b) a trait aux mêmes oscillations, lorsqu'on leur a superposé une modulation d'amplitude sur la fréquence 3F, et dont le taux de modulation soit de 1/2 (modulation par le terme  $[1 + 0,5 \cos 3 \Omega t]$ ) ; on voit l'élargissement du spectre et la dissymétrie introduite.

c) On peut se faire une idée de la largeur maxima du spectre après la double modulation

en fréquence et en amplitude par la règle suivante : si l'on module en amplitude (sur la fréquence F et ses harmoniques) une oscillation de haute fréquence, déjà modulée en fréquence sur F et ses harmoniques, et si la fréquence de modulation en amplitude la plus élevée est  $n_{max} F$ , il ne peut s'ajouter au maximum, aux composantes extrêmes du spectre, à droite et à gauche, que  $n_{max}$  composantes de plus ; dans certains cas, d'ailleurs, la largeur du spectre peut être réduite, par la disparition de certaines composantes.

d) Les résultats précédents supposent qu'à l'instant  $t=0$ , la fréquence de modulation fondamentale et ses harmoniques ont la même phase. S'il n'en est pas ainsi, les indications fournies en ce qui concerne la symétrie du spectre et les intensités des ondes latérales subsistent, mais les phases sont modifiées. Si l'on considère, par exemple, un spectre d'oscillations modulées en fréquence sur la fréquence F et ses harmoniques, et si l'on suppose le spectre symétrique, l'adjonction d'une modulation en amplitude sur la même fréquence F et ses harmoniques de fréquences nF (ceux-ci ayant une phase quelconque  $\Phi$  et un taux de modulation  $a_n$ ) conduit à une répartition dissymétrique avec des phases différentes. Si, toutefois, la modulation d'amplitude n'est faite qu'avec des harmoniques pairs de F, le spectre reste symétrique, mais les phases sont modifiées.

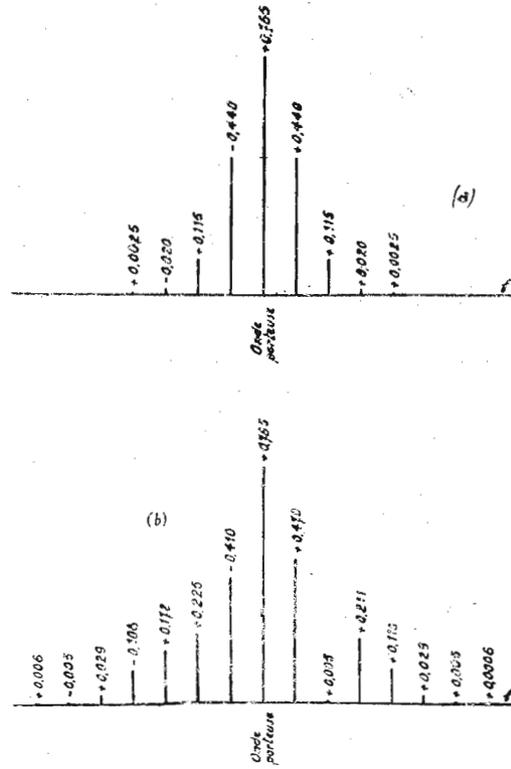


FIG. 59.

(1) Au contraire, la combinaison, dans les mêmes conditions, d'une modulation de phase et d'une modulation d'amplitude [fig. 55 (a) et (c)], peut réduire l'une des ondes latérales, mais sans jamais l'annuler complètement, par suite du déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  existant.

A gauche de l'onde porteuse, les ondes latérales paires subissent un décalage supplémentaire de phase  $-\psi_c$ , égal et opposé au décalage  $\psi_c$  des composantes correspondantes paires, situées à

droite de l'onde porteuse. Quant aux composantes impaires, elles subissent, à gauche de l'onde porteuse, un décalage supplémentaire de phase de  $\pi - \psi_{es}$  et à droite, un décalage de  $\psi_e$ .

Par ces quelques exemples — qui sont loin d'épuiser la question — on jugera de la complexité des phénomènes et de la difficulté des recherches correspondantes.

#### H. — Effet du passage dans des circuits sélectifs.

Le passage des oscillations modulées à travers des circuits sélectifs modifie, dans le cas le plus général, à la fois l'intensité relative des ondes latérales et leurs phases. Il s'ensuit une certaine distorsion qui peut être due, soit uniquement à la déformation de la modulation de fréquence, soit aussi à l'introduction d'une modulation d'amplitude. En général, d'ailleurs, cette modulation d'amplitude parasite pourra être éliminée ensuite par un limiteur. Mais il n'en restera pas moins une certaine distorsion de la modulation de fréquence.

Il peut se faire que les amplitudes relatives ne soient pas sensiblement modifiées, mais que les caractéristiques de phase des circuits traversés soient telles que les diverses ondes latérales subissent des déphasages divers, soit en avant, soit en arrière. Cette circonstance suffit pour introduire une certaine distorsion, puisque, ainsi qu'on l'a vu ci-dessus, le spectre de la modulation de fréquence comporte des relations de phase bien déterminées entre l'onde porteuse et les ondes latérales. Toutefois, si les caractéristiques de phase des circuits sont linéaires (ce qui correspond à une caractéristique de fréquence uniforme), les ondes latérales supérieures seront déphasées en avant d'un angle proportionnel à leur différence de fréquence avec l'onde porteuse, et les ondes latérales inférieures seront déphasées en arrière de la même façon. Dès lors, il ne s'ensuivra qu'un décalage général de la modulation, n'entraînant pas, pour l'oreille, de distorsion des signaux.

Dans tous les cas, on peut rechercher les divers coefficients de distorsion introduits par le passage dans des circuits sélectifs, mais le calcul s'avère parfois très complexe (Bibl. 15).

Un cas particulier assez fréquemment rencontré est celui de la suppression de toute une bande latérale au moyen d'un filtre. On a déjà indiqué que la distorsion introduite de ce fait peut être assez grande, et le calcul permet de vérifier ce résultat. Néanmoins, l'opération peut être intéressante, lorsqu'il ne s'agit pas de transmissions de très haute qualité, par l'économie de puissance qu'elle permet de réaliser, toutes choses égales d'ailleurs.

#### I. — Effet du passage dans un limiteur d'intensité.

On a déjà vu les raisons principales de l'utilisation des limiteurs d'intensité à la réception des oscillations modulées en fréquence, et on les approfondira plus loin.

Le passage par le limiteur modifie naturellement le spectre des oscillations. Dans certains cas, il peut en réduire la largeur, mais, parfois, il peut, au contraire, ajouter un certain nombre d'ondes latérales.

Si l'on considère, par exemple, des oscillations modulées en fréquence, et qui ont subi une modulation d'amplitude additionnelle, on a vu, ci-dessus, qu'il pouvait naître au maximum  $n$  nouvelles composantes à gauche et à droite du spectre, si la fréquence de modulation la plus élevée de la modulation en amplitude se trouve être  $n$  fois plus grande que l'oscillation fondamentale de la modulation de fréquence. Le passage par le limiteur supprimant la modulation d'amplitude, il pourra disparaître au plus  $n$  composantes à droite et à gauche du spectre. Mais on a constaté aussi que, dans certains cas, l'introduction d'une modulation d'amplitude pouvait réduire la largeur du spectre modulé en fréquence. Dès lors, le passage par le limiteur augmentera, ensuite, cette largeur.

En ce qui concerne la symétrie du spectre, le calcul montre que, si, avant le passage par le limiteur, le spectre (dans une modulation à la fois en fréquence et en amplitude) se trouve être symétrique, et si la modulation en amplitude s'effectue seulement sur les harmoniques pairs de la fondamentale de la modulation en fréquence, le limiteur ne détruit pas la symétrie. Si la condition qui vient d'être indiquée n'est pas observée, la symétrie peut ou non être détruite, suivant les cas.

Enfin, en dehors de l'action qu'il peut avoir sur les diverses ondes latérales considérées individuellement, le limiteur a une action d'ensemble sur l'amplitude des oscillations de haute fréquence. A la sortie du limiteur (supposé parfait) ces amplitudes se trouvent égalisées, sur le niveau de la plus faible à l'entrée, par conséquent. Il s'ensuit une certaine réduction générale des amplitudes de l'onde porteuse et des ondes latérales.

A titre d'exemple, revenons au spectre de la figure 69 (a) après qu'il a subi la modulation

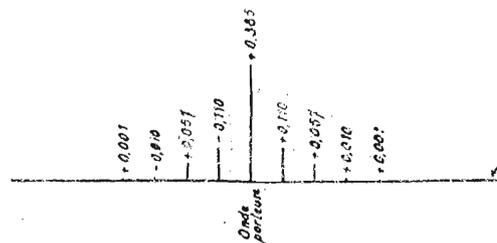


FIG. 70.

d'amplitude parasite le transformant en celui de la figure 69 (b). Supposons que nous fassions passer ce spectre au travers d'un limiteur parfait; l'expérience, comme le calcul, montre que le spectre, à la sortie, aura la disposition de la figure 70. La modulation d'amplitude a disparu.

C'est, de nouveau, un spectre modulé uniquement en fréquence, mais dont les intensités ont été réduites, ainsi qu'on le constatera en le comparant au spectre de la figure 69 (a).

Reprenons également ce spectre de la figure 69 (a), modulé uniquement en fréquence, et faisons passer les oscillations correspondantes à travers un filtre parfait de largeur  $2F$ , axé sur l'onde porteuse. La réduction des ondes latérales extrêmes introduit une certaine modulation d'amplitude parasite, que l'on peut faire disparaître par le passage ultérieur dans un limiteur. Après ce passage, on obtient le spectre de la figure 71, qui correspond à des oscillations modulées uniquement en fréquence, et qui est plus large que le spectre avant le limiteur.

Ainsi, d'une façon générale, l'effet du passage à travers un limiteur qui supprime la modulation d'amplitude, est de redonner aux diverses ondes latérales des intensités et des phases telles que le spectre, à la sortie, possède la disposition trouvée ci-dessus (fig. 45) pour la modulation de fréquence seule.

Comme l'ont déjà fait remarquer certains auteurs, il est curieux de voir un organe comme le limiteur, qui ne possède pas de caractéristique de variation de phase en fonction de la fréquence,

agir sur chacune des phases des ondes latérales, pour qu'à sa sortie ces phases aient entre elles des relations bien définies. Il est inutile d'insister

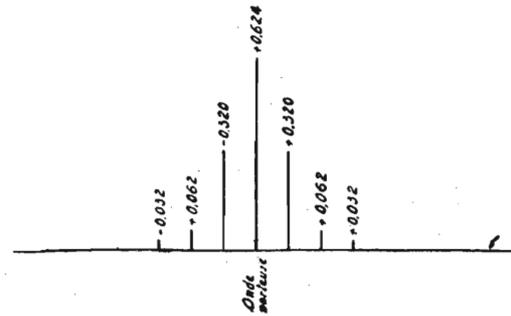


FIG. 71.

sur la difficulté qu'il y aurait à obtenir le même résultat au moyen de circuits sélectifs convenablement réglés, et agissant individuellement sur la phase de chacune des ondes latérales du spectre. L'action du limiteur, elle, se produit d'une manière globale sur l'ensemble des phases, et elle permet d'obtenir très simplement le résultat souhaité.

## CHAPITRE VI

### RECEPTION D'OSCILLATIONS MODULEES EN FREQUENCE

Comme on a déjà eu l'occasion de l'indiquer, les oscillations modulées en fréquence, reçues par le récepteur, doivent être transformées en vue d'en extraire un courant reproduisant celui existant à l'émission, à la sortie du microphone ou du manipulateur télégraphique. A cette fin, les oscillations, après sélection, amplification, changement de fréquence éventuel, amplification en moyenne fréquence, etc... voient leur modulation en fréquence transformée en une modulation d'amplitude par un organe nommé « discriminateur », et les oscillations modulées en amplitude sont ensuite détectées normalement pour donner naissance au courant de basse fréquence qui peut être, s'il y a lieu, amplifié avant d'être appliqué à l'appareil d'utilisation (casque téléphonique, haut-parleur ou relais télégraphique). En vue d'utiliser le fait que l'amplitude des oscillations reste constante au cours de la modulation, on dispose à la fin des chaînes d'amplification, lorsque l'amplitude a atteint sa valeur maxima, et avant le discriminateur, un « limiteur » qui écrête les signaux, supprime toute modulation d'amplitude de l'ensemble « signal + brouillage », et réduit l'effet des brouilleurs et des parasites. Les oscillations modulées en fréquence n'étant, comme on l'a vu précédemment, que la somme de deux oscillations modulées en amplitude, et d'ondes

porteuses déphasées entre elles de  $\frac{\pi}{2}$ , il n'y a pas de propriétés très particulières à attendre des élé-

ments amplificateurs, changeurs de fréquence, et même discriminateur. C'est, en réalité, du seul limiteur — organe non linéaire — que découlent les avantages constatés à la réception, par rapport aux oscillations modulées en amplitude (1). Si l'on supprimait ce limiteur, la plupart des avantages à la réception disparaîtraient.

La présence de ce limiteur a un effet important sur l'intensité même des signaux reçus. Cette intensité doit dépendre, en effet, d'une part, de l'intensité des oscillations en l'absence de modulation à l'entrée du discriminateur, d'autre part, de la déviation de fréquence. Or, l'intensité des oscillations en l'absence de modulation est maintenue constante par le limiteur, quel que soit le champ produit à la réception par le poste émetteur, ceci dans les limites où le limiteur fonctionne convenablement. Il en résulte que, toujours dans ces limites, tous les postes ayant la même déviation de fréquence seront reçus avec la même intensité, quelles que soient leur puissance et leur distance. Cette intensité dépendra seulement de la déviation de fréquence au moment considéré, et elle pourra être modifiée par le réglage du gain en basse fréquence. Ainsi, lorsqu'on s'éloignera d'un poste émetteur déterminé, on ne verra pas décroître l'intensité des signaux

(1) A l'occasion de l'étude de la technique de la réception des oscillations modulées en fréquence, on verra que certains dispositifs de contre-réaction peuvent jouer à cet égard un rôle analogue à celui du limiteur.

reçus, tant que le limiteur restera saturé. Le rapport du signal aux brouilleurs pourra, toutefois, varier, comme on le verra plus loin. Lorsque la distance sera telle que le limiteur ne fonctionne plus normalement, l'intensité décroîtra, mais, à ce moment, il sera illusoire d'essayer de tirer de la modulation de fréquence des avantages notables sur la modulation d'amplitude.

En un point déterminé, toutes les stations à modulation de fréquence reçues seront entendues avec la même intensité dès l'instant qu'elles satureront le limiteur. Comme précédemment, il n'y aura pas lieu de chercher à recevoir des stations dont le champ serait insuffisant pour assurer cette saturation.

#### A. — Amplification et changement de fréquence.

L'amplification des signaux à la réception ne pose pas de problème très particulier. Il est naturellement nécessaire que la bande passante des circuits permette une transmission suffisamment uniforme de toutes les fréquences du spectre des oscillations modulées, cette condition étant observée plus strictement encore que pour la modulation d'amplitude, car, d'une part, une proportion plus grande de l'énergie se trouve concentrée vers les extrémités du spectre, et il faut éviter d'affaiblir par trop les fréquences correspondantes, et, d'autre part, comme on l'a vu, la présence simultanée de deux fréquences de modulation sinusoïdales  $F_1$  et  $F_2$ , donne lieu à des ondes latérales correspondant aux fréquences  $F_1 + F_2$ ,  $F_1 + 2F_2$ ,  $2F_1 + F_2$ , etc... Dès lors, la suppression de quelques-unes de ces ondes pourrait donner naissance, dans certains cas, à une modulation parasite correspondante, ce qui introduirait dans le courant détecté les fréquences  $F_1 + F_2$ ,  $F_1 + 2F_2$ , etc..., entraînant ainsi une sorte d'intermodulation.

On emploiera donc des circuits à bande passante large, réalisés grâce à des filtres ou, plus souvent, de simples transformateurs convenablement amortis par des résistances shunts.

Que ce soit en haute ou en moyenne fréquence, il ne s'introduit pratiquement pas de déformation non linéaire, même si le point de fonctionnement pénètre dans les régions courbées des caractéristiques, et cela, pour les raisons déjà indiquées.

Comme on l'a déjà constaté à l'émission, les changements de fréquence ne modifient pas la déviation de fréquence. Si les oscillations de fréquence  $f$  sont déviées de  $f - \Delta f$  à  $f + \Delta f$ , à la fréquence  $F$ , un changement de fréquence obtenu par battement avec un hétérodyne locale de fréquence  $f'$  donne une onde porteuse de fréquence  $f + f'$ , déviée entre  $f + f' - \Delta f$  et  $f + f' + \Delta f$ , toujours à la fréquence  $F$ . Le changement de fréquence s'effectue donc sans difficulté, comme dans la modulation d'amplitude. La constance de l'amplitude permet même de lui conférer une linéarité meilleure.

#### B. — Discriminateur.

Amplifiées, changées de fréquence, réamplifiées en moyenne fréquence, les oscillations doivent enfin être transformées en courant audible, reproduisant le courant de modulation initial. Ce résultat est atteint en transformant la modulation de fréquence en modulation d'amplitude, puis détectant les signaux.

Un premier dispositif, le plus simple, consisterait (fig. 72) en un circuit oscillant désaccordé par rapport à la fréquence porteuse. Soit  $C$  la courbe de résonance de ce circuit,  $f_1$  la fréquence porteuse,  $f_2$  et  $f_3$  les limites de variation de la fréquence.

Le courant dans le circuit sera modulé en amplitude avec une onde porteuse d'intensité  $i_1$ , et avec une amplitude variant entre  $i_3$  et  $i_2$ . On couplera à ce circuit un détecteur redressant les oscillations, et on obtiendra ainsi des signaux audibles reproduisant la modulation initiale. Il faut, toutefois, pour la linéarité, que la relation liant les intensités  $i$  aux fréquences  $f$  soit du premier degré, c'est-à-dire que la partie de la courbe de résonance utilisée soit sensiblement une droite. Cette condition ne rend le système utilisable que pour de faibles déviations de fréquence. Or, comme on le verra plus loin, ce sont les grandes déviations de fréquence qui sont intéressantes, et elles seraient, par conséquent, déformées par ce dispositif de discrimination.

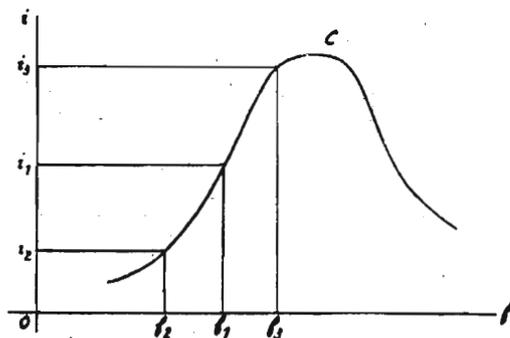


FIG. 72

Le premier système employé par Armstrong est représenté sur la figure 73. Les oscillations modulées en fréquence sont transmises par le transformateur  $T$  à deux circuits comprenant des résistances  $R$  et  $R'$ , très grandes, maintenant constantes les intensités qui les parcourent, quelle que soit la fréquence, des condensateurs  $C$  et  $C'$  et des selfs  $L$  et  $L'$ , réglés de façon que le circuit  $LC$  résonne sur une fréquence  $f_1$  et le circuit  $L'C'$  sur une fréquence déterminée  $f_2$  (sensiblement les limites d'excursion de la modulation de fréquence). Les tensions aux bornes des circuits  $LC$  et  $L'C'$  sont appliquées à des lampes  $V$  et  $V'$ , et redressées ensuite par des diodes  $D$  et  $D'$ , dont les courants de sortie en basse fréquence alimentent par des transformateurs  $Tr$  et  $Tr'$  un circuit unique comportant le téléphone ou le haut-parleur, le couplage étant tel que les cou-

rants provenant des deux diodes agissent en sens inverse.

Sur la figure 74 (a), on a représenté en fonction de la fréquence, la réactance A du circuit

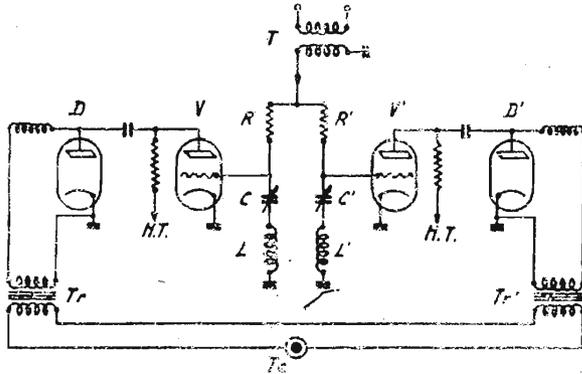


FIG. 73

LC et la réactance B du circuit L'C', chacune de ces réactances passant par zéro pour les fréquences d'accord  $f_1$  et  $f_2$  correspondantes.

Les tensions développées aux bornes de ces circuits sont, dès lors, représentées sur la figure 74 (b). Les courants de haute fréquence étant maintenus constants par l'effet des résistances R et R', et les circuits LC et L'C' étant suffisamment amortis, les courbes de variation de ces tensions sont très sensiblement des droites dans l'intervalle considéré.

La tension appliquée à la triode V et amplifiée sur son circuit plaque, est donc une tension modulée en amplitude, et, de même, la tension appliquée à la triode V' et amplifiée sur son circuit plaque, est aussi modulée en amplitude, mais avec un déphasage de  $\pi$  de la modulation par rapport à la tension de la triode V. Après détection par les diodes D et D', on obtient des courants de basse fréquence reproduisant la modulation, mais qui présentent entre eux un dépha-

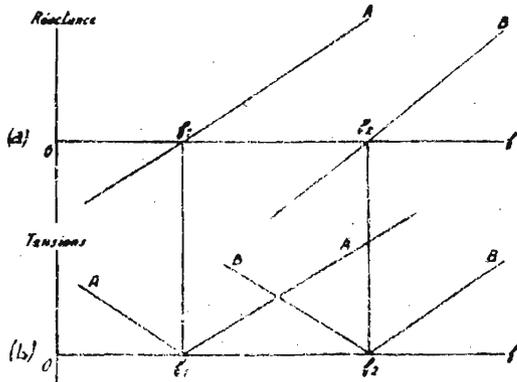


FIG. 74

sage de  $\pi$ . Etant donné le mode de couplage des transformateurs  $Tr$  et  $Tr'$ , ces courants s'ajoutent dans le circuit du téléphone ou du haut-parleur.

Armstrong a également utilisé un autre mon-

tage qui est représenté sur la figure 75. Les oscillations modulées en fréquence sont toujours appliquées par une résistance R, de grande valeur, maintenant le courant sensiblement constant, à un circuit LC, mais qui, cette fois, est unique, et qui est accordé sur la fréquence de l'onde porteuse. La tension apparaissant aux bornes de ce circuit est appliquée aux premières grilles de deux lampes modulatrices L et L', dont les électrodes de modulation sont alimentées par des tensions provenant de l'amplification, par un amplificateur A, de la différence de potentiel apparaissant aux bornes de la résistance R, sous l'action des oscillations incidentes.

Les circuits de l'amplificateur A sont tels que les grilles de modulation des lampes L et L' soient alimentées en opposition de phase, la grille de modulation de la lampe L se trouvant, par exem-

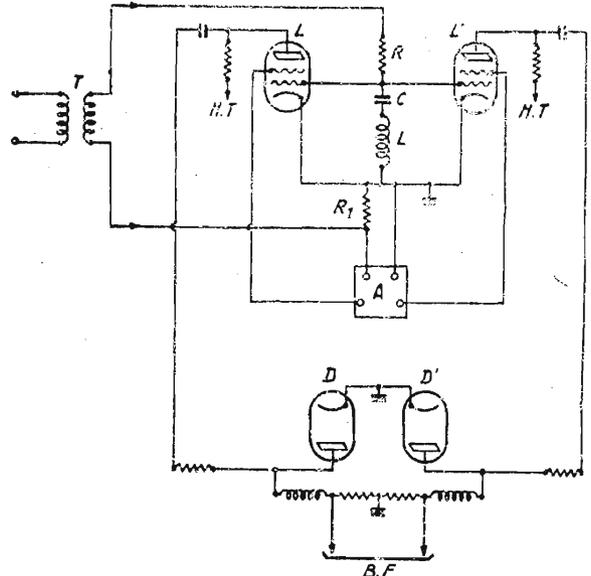


FIG. 75

ple, en phase avec l'excitation de la grille de commande de cette lampe lorsque la réactance du circuit LC est négative, et la grille de modulation de la lampe L' se trouvant en phase avec la tension d'excitation de la grille de commande de cette même lampe lorsque la réactance du circuit LC est positive pour la fréquence de l'oscillation incidente.

Sur la figure 76 (a) on a représenté la réactance de ce circuit LC en fonction de la fréquence des oscillations incidentes, et, sur la figure 76 (b), la tension qui prend naissance aux bornes du même circuit.

Dès lors, le courant plaque de la lampe L pourra être représenté en fonction de la fréquence incidente par la droite de la figure 76 (c). Pour la valeur médiane de la fréquence, ce courant a une certaine valeur moyenne ; lorsque la fréquence s'abaisse au-dessous de cette valeur médiane, les effets de la grille de commande et de la grille de modulation s'ajoutent, et le cou-

rant croît ; lorsqu'elle s'élève au-dessus, les effets s'opposent, et le courant décroît.

De même, la droite de la figure 76 (d) représente le courant plaque de la lampe L', dont les variations sont inverses de celles du courant plaque de la lampe L.

Comme précédemment, les tensions appliquées aux diodes de rectification D et D' sont modulées en amplitude, avec des phases opposées. Les circuits de sortie de ces diodes sont montés de telle façon que les courants basse fréquence obtenus après redressement ajoutent leurs effets.

Mais le système maintenant à peu près universellement adopté pour mettre en évidence la modulation de fréquence, et obtenir le courant audible désiré, est le montage dit « discriminateur », représenté sur la figure 77, et qui a été employé, bien avant son application à la modulation de fréquence, pour stabiliser la fréquence de l'oscillation locale des super-hétérodynes classiques.

Comme on le sait, ce montage, qui est, en général, utilisé après une amplification moyenne fréquence, comporte un transformateur spécial à circuit primaire  $L_1C_1$  convenablement accordé sur la fréquence médiane, et ayant une bande

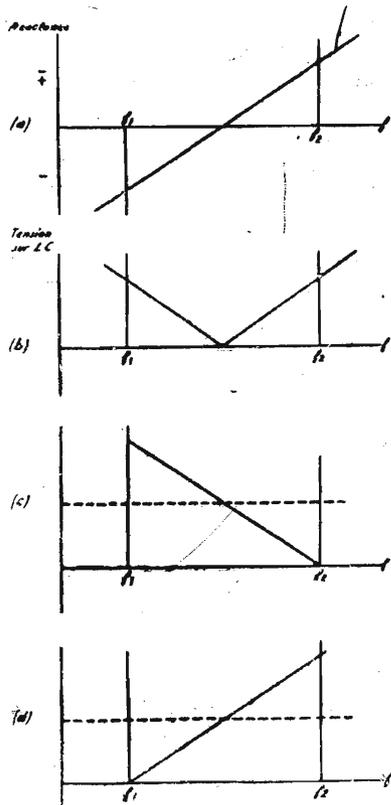


FIG. 76

passante assez large, couplé à un circuit secondaire  $L_2C_2$  accordé sur la même fréquence. Ce circuit secondaire, à prise médiane, alimente les deux plaques de redressement d'une double diode D. D'autre part, son point milieu est porté à une

certaine tension de haute fréquence par le couplage du condensateur  $C_2$ . Sur le circuit de sortie, partant des cathodes, sont disposées des résistances égales entre elles, R, et des condensateurs de faible valeur, C. La tension basse fréquence

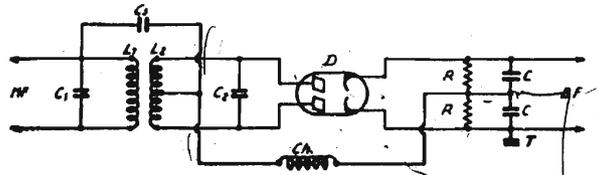


FIG. 77

apparaît aux bornes de cet ensemble. Elle peut être appliquée à un amplificateur basse fréquence ordinaire, entre grille et masse, si l'on relie à la terre T l'une des cathodes. Elle peut aussi être directement appliquée à l'entrée d'un amplificateur basse fréquence push-pull, en reliant à la terre non plus l'une des cathodes de la diode D, mais le point commun des deux résistances R. Dans tous les cas, ce point commun est relié à la prise médiane du transformateur haute fréquence par l'intermédiaire d'une bobine de choc Ch, qui peut d'ailleurs être remplacée par une résistance convenable.

Le fonctionnement, bien connu, est le suivant :

Lorsque la fréquence des oscillations incidentes a sa valeur médiane  $f$ , la tension naissant aux bornes de la bobine de self  $L_1$  peut être représentée par le vecteur  $V_p$  (fig. 78 a), et le courant, dans cette bobine, qui est en retard de  $\frac{\pi}{2}$ .

sur la tension, par le vecteur  $I_p$ . Le flux engendré dans la bobine  $L_2$  est en phase avec  $I_p$  et peut être représenté par le même vecteur, soit  $\Phi$ . Ce flux induit dans  $L_2$  une force électromotrice E, proportionnelle à  $-\frac{d\Phi}{dt}$ , et qui peut, par conséquent, être représentée par le vecteur E, décalé de  $\frac{\pi}{2}$  sur  $\Phi$ , et donc opposé à  $V_p$ .

Le circuit  $L_2C_2$  étant accordé sur la fréquence médiane, cette force électromotrice donne naissance à un courant  $I_s$  en phase avec E, et représenté par le vecteur correspondant. Sous l'action de ce courant, une certaine différence de potentiel va apparaître entre les extrémités de la self  $L_2$ . Cette différence de potentiel sera décalée de  $\frac{\pi}{2}$  sur le courant  $I_s$ . Si l'on considère les deux différences de potentiel partielles, comptées à partir de la prise médiane de la bobine  $L_2$  et vers ses extrémités, ces différences de potentiel seront déphasées entre elles de  $\pi$ , et, compte tenu de la condition de perpendicularité au vecteur  $I_s$ , elles pourront être représentées par les vecteurs  $V_A$  et  $V_B$ .

La tension appliquée à la plaque supérieure de la diode D sera alors la résultante de la tension existant aux bornes de la self primaire  $L_1$ , transmise par le condensateur  $C_2$  et de la tension V

appliquée à la partie supérieure de la self  $L_2$ . Elle pourra donc être représentée par le vecteur  $W_A$ , et de même, la tension appliquée à la plaque inférieure de la même diode, pourra être représentée par le vecteur  $W_B$ .

Supposons maintenant que la fréquence des oscillations incidentes soit supérieure à la fréquence médiane  $f$ . La figure 78 (b) donne alors la disposition des vecteurs. La tension aux bornes de la self primaire est toujours décalée de  $\frac{\pi}{2}$  sur le courant  $I_p$  et sur le courant flux  $\Phi$ , et

la force électro motrice induite dans le secondaire est toujours représentée par le vecteur  $E$ , opposé à  $V_p$ . Mais, le circuit secondaire n'étant plus accordé sur la fréquence des oscillations incidentes, le courant qui le parcourt ne sera plus en phase avec  $E$ , mais décalé d'un certain angle en retard sur cette force électromotrice (puisque, alors, le circuit  $L_2 C_2$  a une réactance assimilable à une inductance).

Les tensions  $V_A$  et  $V_B$  seront toujours perpendiculaires à  $I_s$  (puisque ce sont les tensions aux bornes d'une self-induction parcourue par ce courant  $I_s$ ), et auront la disposition figurée, d'où

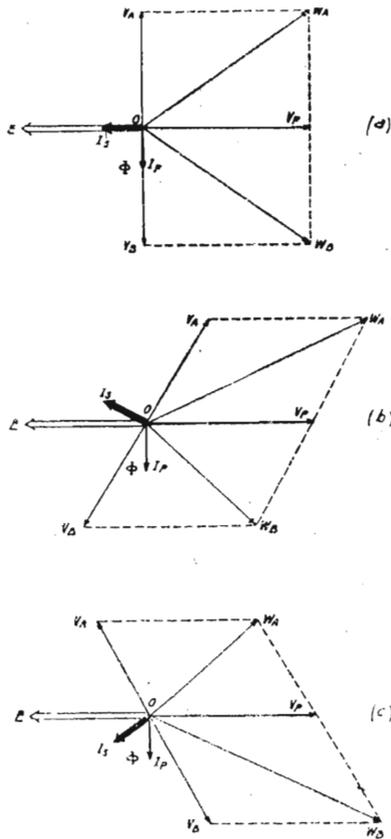


FIG. 78

s'ensuivent les grandeurs et les directions des tensions résultantes  $W_A$  et  $W_B$ , appliquées aux plaques de la diode. On voit que, par rapport au cas précédent,  $W_A$  a augmenté et  $W_B$  a diminué.

Si, enfin, on passe au cas où la fréquence des oscillations incidentes est inférieure à la fréquence médiane, on a la disposition de la figure 78 (c). C'est  $W_A$  qui est inférieur à sa valeur initiale, tandis que  $W_B$  lui est supérieur.

Ainsi, les tensions appliquées aux plaques de la diode  $D$  sont maintenant modulées en amplitude, en suivant la modulation de fréquence incidente, et les modulations sont décalées de  $\pi$  entre elles.

Sur la figure 79, la courbe 1 fournit, par exemple, la tension appliquée à l'une des plaques de la diode, en fonction de la fréquence, et la courbe 2, la tension appliquée à l'autre plaque. La courbe 3 représente la tension résultante et constitue la « caractéristique » du discriminateur. La partie utilisée est la partie rectiligne centrale, à l'intérieur de laquelle doit être comprise la bande de fréquence couverte par les oscillations reçues. Ce dispositif de discriminateur est assez bien normalisé dans la plupart des récepteurs à modulation de fréquence, avec des valeurs des résistances  $R$  de 100.000 ohms, et des capacités  $C$  de 100  $\mu\mu$  F. La double diode est, en général, une 6H6.

Diverses variantes sont possibles, et la figure 80 représente un discriminateur un peu différent, utilisant deux secondaires distincts, accordés sur des fréquences différentes, encadrant la fré-

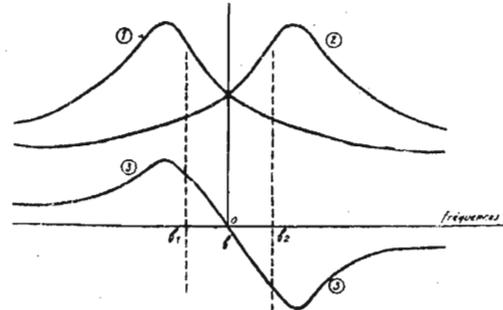


FIG. 79

quence médiane  $f$ ; il n'est plus besoin alors de couplage au circuit primaire par un condensateur, et la théorie reste sensiblement la même que précédemment.

### C. — Limiteur.

Les limiteurs sont dérivés des appareils analogues utilisés en basse fréquence, après la détection, dans les récepteurs à modulation d'ampli-

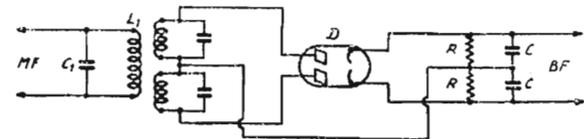


FIG. 80

tude, pour limiter les parasites, mais, ici, ils fonctionnent en moyenne fréquence, et leur rôle est très différent.

On peut tout d'abord employer des montages à une ou deux diodes, convenablement polarisées

pour conserver une résistance très grande jusqu'à un certain niveau de signal, puis laisser passer le courant si la tension limite est dépassée. La figure 81 représente un tel montage. Les trans-

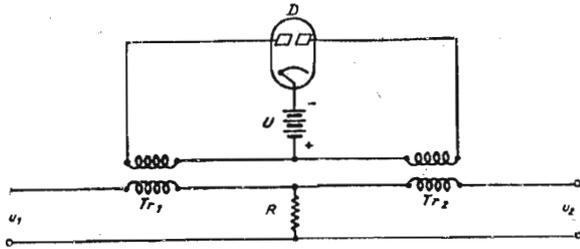


FIG. 81

formateurs  $Tr_1$  et  $Tr_2$  ont des coefficients d'induction mutuelle opposés, de telle sorte qu'à partir d'une certaine amplitude des signaux, de tension  $u_1$ , appliqués à l'entrée, l'une des diodes devient conductrice pour les alternances positives et l'autre pour les alternances négatives. La courbe de la figure 82 donne la tension de sortie  $u_2$  en fonction de  $u_1$ .

Mais le type de limiteur à peu près universellement utilisé est du type à penthode dit « à saturation », à faible tension plaque, entraînant un effet de saturation sur le courant plaque, représenté par la figure 83. Sur le retour de grille est intercalé un circuit à constante de temps, constitué par la résistance  $R_1$  shuntée par le con-

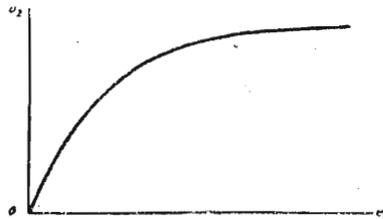


FIG. 82

densateur  $C_1$ , qui polarise plus ou moins négativement la grille, suivant la tension d'entrée  $u_1$ . Tout compte fait, la caractéristique du courant HF de plaque  $i_a$  en fonction de  $u_1$  est représentée par la courbe 1 de la figure 84, et l'on voit que l'effet limiteur est beaucoup plus net qu'avec une

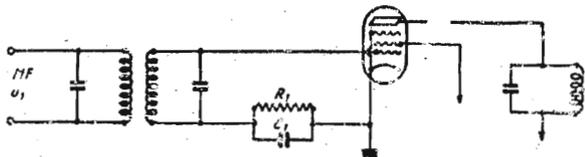


FIG. 83

diode. Il intervient à partir d'une certaine valeur  $a$  de  $u_1$ .

L'efficacité du limiteur à réduire des impulsions parasites brèves dépend de la constante de

temps  $R_1 C_1$  (on prend souvent  $R_1 = 100.000 \Omega$ ,  $C_1 = 100 \mu\mu F$ ), et, à cet égard, on serait amené à réduire cette constante en diminuant par exemple  $R_1$  (car  $C_1$  a un rôle de shunt pour la haute fré-

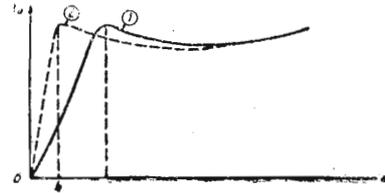


FIG. 84

quence, et sa réduction outre mesure abaisserait le niveau du signal). Mais on augmente alors la valeur de  $a$ , et on réduit, par conséquent, la gamme des intensités de signaux pour laquelle le limiteur est efficace. Une bonne solution consiste à monter en cascade (fig. 85) deux lampes limiteuses, la première avec une constante de temps faible ( $R_1 = 50.000 \Omega$ ,  $C_1 = 100 \mu\mu F$ ), et la seconde, couplée par résistance à la première, avec une constante de temps plus élevée ( $R_2 = 200.000 \Omega$ ,  $C_2 = 250 \mu\mu F$ ). La seconde lampe fonctionnant sur des oscillations dont la modulation d'amplitude a déjà été réduite, et dont, en particulier, les impulsions brèves ont été écourtées, se trouve dans de bonnes conditions pour parfaire la limitation. Sans doute, les signaux ne sont-ils pas plus réduits que précédemment, mais l'avantage provient de ce que la caractéristique de l'ensemble des deux limiteurs

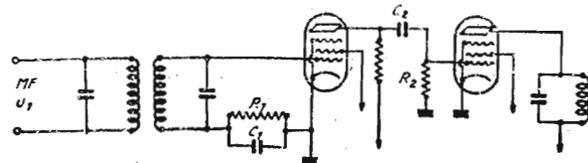


FIG. 85

à la forme de la courbe 2 de la figure 84, et de ce que la valeur  $b$  de la tension d'entrée  $u_1$ , pour laquelle le limiteur agit, est plus basse.

On emploie souvent comme limiteur des pentodes du type 6J7, ou analogues.

Déterminons la condition pour que, le limiteur recevant simultanément plusieurs signaux, chacun d'amplitude constante (mais certains éventuellement modulés en fréquence), il agisse parfaitement, c'est-à-dire qu'il délivre à sa sortie une tension non modulée en amplitude. Il faut évidemment qu'en aucun cas la résultante des divers signaux ne devienne inférieure à la valeur limite  $a$  (ou  $b$  pour le cas du limiteur double) de la figure 84, au-dessous de laquelle l'effet de saturation ne se produit pas. Si l'on considère seulement deux signaux (qui peuvent être de fréquences différentes, mais voisines),  $S_1$  et  $S_2$ , il faut que  $|S_1 - S_2| > a$ . On verra ci-dessous l'intérêt de cette remarque.

**COMPARAISON, A LA RECEPTION, DE LA MODULATION DE FREQUENCE ET DE LA MODULATION D'AMPLITUDE**

On a constaté, lors de l'examen de la question de la puissance et du rendement d'un émetteur à modulation de fréquence, qu'il pouvait être délicat de chercher à établir les termes d'une comparaison avec un émetteur à modulation d'amplitude, par suite de la difficulté de définir des conditions comparables, dans des domaines aussi différents.

Les mêmes difficultés se retrouvent, accrues, à la réception, lorsqu'on essaie de faire un parallèle entre les propriétés des récepteurs à modulation de fréquence et à modulation d'amplitude, en ce qui concerne les brouillages, le bruit de fond, etc... Faut-il, tout d'abord, comparer des signaux de mêmes tensions de pointe ? Comment choisir, d'autre part, des récepteurs équivalents, alors que, sur une même fréquence porteuse, la modulation de fréquence nécessite une bande passante beaucoup plus large — entraînant des déformations différentes pour les parasites ? Comment, enfin, tenir compte de l'effet du « limiteur », indispensable en modulation de fréquence, et qui n'a pas d'équivalent en modulation d'amplitude ?

En fait, malgré ces difficultés, de nombreux théoriciens et de nombreux expérimentateurs ont abordé le problème, et sont arrivés à des résultats. D'une manière générale, les performances relatives des deux types de modulation sont bien connues maintenant, quand le signal à recevoir dépasse suffisamment le niveau du brouilleur, ou, pour le bruit de fond, lorsqu'une onde porteuse notablement plus intense que ce bruit existe. Mais, quand les signaux ont sensiblement le même niveau, ou lorsque le signal à recevoir est très faible et se confond presque avec le bruit de fond, des interprétations diverses sont possibles, et on verra, ci-dessous, pourquoi les opinions peuvent alors diverger.

Pour caractériser les avantages et inconvénients des deux systèmes, nous passerons successivement divers cas en revue :

**A. — Brouillage entre deux signaux de fréquences voisines.**

Nous visons ici deux signaux — l'un, le signal à recevoir, modulé en fréquence, l'autre, le signal à éliminer, ou brouilleur, non modulé, ou modulé en fréquence, ou même modulé à la fois en fréquence et en amplitude — dont les fréquences sont assez voisines pour que la sélectivité du récepteur n'entre pas en jeu pour les éliminer, en tout ou partie. C'est ce que les Américains appellent les signaux situés dans un même « canal ». C'est, d'ailleurs, là, le cas de brouillage le plus important, et qui permet de faire apparaître le plus simplement le mécanisme de la réduction des interférences par la modulation de

fréquence — ce que nous serions tenté d'appeler le « secret de la modulation de fréquence ».

1° Donnons, tout d'abord, une explication sommaire du phénomène, sans chercher trop de rigueur :

En modulation d'amplitude (fig. 86), soit  $Os = S$  le vecteur, de direction fixe, représentant l'onde porteuse du signal à recevoir. Au cours de la modulation, le signal variera de  $Os_2$  à  $Os_1$ . Soit  $sb = B$  le brouilleur (si le brouilleur est lui-même modulé en amplitude, B sera sa valeur maxima) tournant autour de  $s$ , puisque sa fréquence n'est pas rigoureusement celle du signal. La résultante des deux vecteurs variera entre une valeur maxima  $Ob_1$  et une valeur minima  $Ob_2$ . Tout compte fait, il s'introduira une modulation d'amplitude supplémentaire de fréquence égale à la différence des fréquences du signal et du brouilleur, et de profondeur  $\frac{B}{S}$ . Après détection

linéaire (et en négligeant l'effet de démodulation des signaux faibles par les signaux forts, qu'une étude plus poussée du détecteur fait apparaître), on arrive donc à ce résultat que le rapport du son produit par le brouilleur à celui produit par le signal est de l'ordre de  $\frac{B}{S}$ . Le passage des signaux dans le récepteur ne change donc sensiblement pas leur rapport.

Passons, maintenant, au cas de la modulation de fréquence :

Soit  $S$  (fig. 87), le vecteur représentant le signal

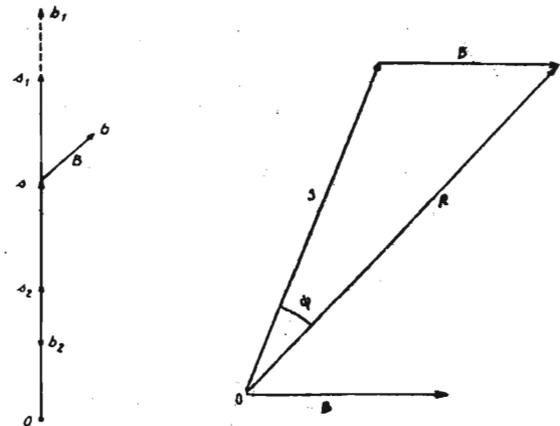


FIG. 86

FIG. 87

à recevoir, modulé en fréquence, et qui oscille par conséquent maintenant autour de  $O$ , comme il a été vu précédemment. Soit  $B$  le vecteur analogue, représentant le brouilleur à éliminer ( $B$  peut ne pas être modulé et avoir une fréquence égale à la fréquence médiane de  $S$  ; il possédera alors une grandeur et une direction fixes ; il peut être modulé en fréquence, et il aura alors une

grandeur fixe, mais une direction variable ; il peut, enfin, avoir aussi une modulation d'amplitude, et, dans ce cas, on prendra pour B l'amplitude maxima atteinte). Soit R la résultante des deux oscillations simultanément reçues par le récepteur. Cette résultante est modulée à la fois en fréquence et en amplitude, mais sa modulation en amplitude — qui, sans cela, serait détectée et produirait un brouillage que l'on évaluerait comme ci-dessus, et qui serait considérable — va être supprimée par le limiteur, supposé tout d'abord parfait. Reste la modulation de fréquence. Or, tant que B reste inférieur à S, la différence de phase  $\phi$  entre B et R ne peut atteindre de grande valeur. Son maximum est obtenu lorsque B et R sont perpendiculaires (fig. 88), et

on a alors  $tg \psi_{max} = \frac{B}{R} \cdot \psi_{max}$  sera donc de  $30^\circ$  par exemple, si  $B = \frac{R}{2}$  et, au maximum, de  $90^\circ$  si

$B = R$ . A côté de cela, S et R, au cours de leur modulation de fréquence, tournent autour de O d'un grand nombre de tours — dépendant de la fréquence et de la profondeur de modulation, mais entraînant des rotations atteignant facilement plusieurs milliers de degrés. Ainsi, la modulation de fréquence supplémentaire que R peut posséder par rapport à S ne correspond qu'à une variation de  $\psi$  entre  $-90^\circ$  et  $+90^\circ$  (variation qui s'effectue suivant une loi qui entraîne une modulation de fréquence relativement très faible), alors que la modulation de R due au signal à recevoir correspond à des variations de phase de plusieurs milliers de degrés, donc à une modulation de fréquence considérablement plus profonde.

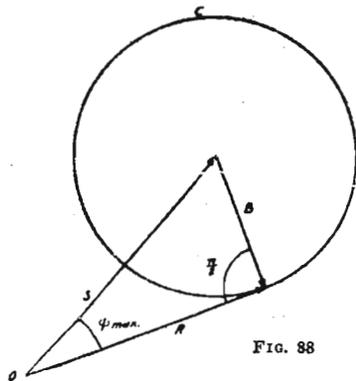


FIG. 88

L'effet du brouilleur est donc énormément atténué, et cela, d'autant plus que la déviation de fréquence du signal à recevoir sera plus grande.

Le phénomène s'inverse lorsque le brouilleur devient un peu supérieur au signal. A ce moment, la circonférence C de la figure 88 vient passer à gauche de O, et l'angle  $\psi_{max}$ , au lieu de varier entre deux limites comprises entre  $-90^\circ$  et  $+90^\circ$ , atteint de grandes valeurs. Le vecteur R, au lieu d'osciller légèrement à droite et à gauche de S,

tourne autour de O, sans lien avec S; et le brouillage est considérable. Des deux signaux, brouilleur et signal, c'est le plus fort qui est extrêmement avantagé, telle est la conclusion, qui met en évidence l'avantage, mais aussi l'inconvénient de la modulation de fréquence. Si le signal dépasse, même de peu, le brouilleur, sa réception devient excellente ; mais si le brouilleur dépasse légèrement à son tour le signal, celui-ci disparaît à peu près complètement.

On peut assez bien caractériser ces propriétés par le graphique de la figure 89. Portons en

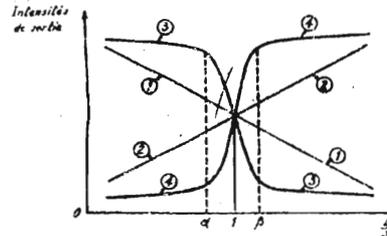


FIG. 89

abscisse les rapports  $\frac{B}{S}$  à l'entrée du récepteur

(B croissant de la gauche vers la droite, et S décroissant simultanément), en ordonnée l'intensité des signaux audibles produits par S et par B après passage dans le récepteur. En modulation d'amplitude, la courbe 1 donnera, par exemple, l'intensité due à S, et la courbe 2 celle due à B. En modulation de fréquence, les deux courbes analogues seront 3 et 4. L'avantage du signal se conserve d'abord beaucoup plus longtemps qu'en modulation d'amplitude, le limiteur maintenant, d'ailleurs, une intensité de sortie de signal beaucoup plus constante, puis l'on passe

très vite (au voisinage de  $\frac{B}{S} = 1$ ) à un régime

tout différent, et alors le brouilleur domine le signal. La modulation de fréquence est la méthode des réceptions « confortables », elle n'est pas celle des réceptions « acrobatiques » ou « sportives ». On retrouvera les mêmes caractères plus loin, lorsqu'on étudiera l'effet relatif du signal et du bruit de fond.

Une conséquence de cet effet d'étouffement du signal le plus faible par le signal le plus fort, qui est une des caractéristiques de la modulation de fréquence, est que, lorsque deux stations émettrices fonctionnent sur la même fréquence à une certaine distance l'une de l'autre (sans être synchronisées, ni sans transmettre le même programme), les zones couvertes sans brouillages, par chacune d'entre elles, sont beaucoup plus grandes qu'en modulation d'amplitude.

Les deux tableaux suivants ont trait à des stations de radiodiffusion, que l'on suppose fonctionner dans ces conditions, d'abord en modulation d'amplitude; puis en modulation de fréquence ;

## Modulation d'amplitude

PREMIÈRE STATION		DEUXIÈME STATION	
Puissance	Surface couverte	Puissance	Surface couverte
1 kW	1,3	1 kW	1,3
10 kW	4,	1 kW	0,44
100 kW	12,5	1 kW	0,18

## Modulation de fréquence

PREMIÈRE STATION		DEUXIÈME STATION	
Puissance	Surface couverte	Puissance	Surface couverte
1 kW	43	1 kW	43
10 kW	101	1 kW	10
100 kW	190	1 kW	3,7

L'une des stations conserve une puissance constante de 1 kW, et l'autre a, suivant le cas, une puissance de 1, de 10, ou de 100 kW. Les surfaces desservies d'une manière satisfaisante sont indiquées en unités arbitraires. On voit que, dans le cas de stations de puissances égales, ces surfaces sont beaucoup plus grandes en modulation de fréquence. D'autre part, si l'on considère une station de 1 kW, supposée brouillée par une autre station, la zone couverte en modulation de fréquence, lorsque la fréquence de la station brouilleuse est de 100 kW, reste encore près de trois fois plus étendue que la zone couverte en modulation d'amplitude lorsque la station brouilleuse est de 1 kW seulement.

On a supposé, jusqu'ici, que le limiteur était parfait, c'est-à-dire qu'il supprimait absolument toute modulation d'amplitude. En réalité, on a vu plus haut qu'il possède un certain seuil de fonctionnement, et que la modulation d'amplitude n'est entièrement détruite que si  $|S - B|$  dépasse ce seuil. Autour du point correspondant

à  $\frac{B}{S} = 1$  (fig. 89) il existe donc une zone com-

prise par exemple entre  $\alpha$  et  $\beta$ , et pour laquelle une modulation d'amplitude vient produire des effets supplémentaires encore insuffisamment étudiés. Nos courbes 3 et 4 ne sont, en réalité, valables qu'en dehors de cette zone. Il est vrai qu'avec un limiteur bien réalisé, le point  $\alpha$  peut

être assez près du point où  $\frac{B}{S} = 1$ , et que l'on

peut considérer alors que la région intéressante est celle située à gauche de  $\alpha$ , où le signal est assez fort. Mais, on peut aussi remarquer que, parfois, c'est lorsque le niveau du brouilleur se rapproche du niveau du signal, ou même le dépasse un peu, qu'il peut être le plus souhaitable de ne pas perdre ce dernier.

Les avantages relatifs de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude entre  $\alpha$  et  $\beta$  donnent encore lieu à des controverses, et, suivant l'appareillage utilisé, des résultats divergents peuvent être observés. On ne s'en étonnera pas si l'on se rappelle ce qui a été dit ci-dessus sur la difficulté de définir des récepteurs comparables, et si l'on note qu'entre  $\alpha$  et  $\beta$  interviennent alors les propriétés particulières du limiteur, organe non linéaire, et possédant un ou plusieurs circuits à constante de temps, dont l'effet réel sur les signaux et les brouilleurs ou parasites divers, peut alors être très difficile à connaître.

2° Essayons, maintenant, de préciser par un calcul simple (Bibl. 18), le gain obtenu en modulation de fréquence.

Considérons d'abord ce qui se passe en modulation d'amplitude. L'onde porteuse du signal sera :

$$s = S \sin \omega t \quad (37)$$

et le brouilleur, supposé non modulé, sera :

$$b = B \sin \omega_1 t \quad (38)$$

La résultante aura pour valeur :

$$\begin{aligned} s + b &= S \sin \omega t + B \sin \omega_1 t \\ &= S \sin \omega t + B \sin \omega t \cos(\omega_1 - \omega)t \\ &\quad + B \cos \omega t \sin(\omega_1 - \omega)t \\ &= [S + B \cos(\omega_1 - \omega)t] \sin \omega t + B \sin(\omega_1 - \omega)t \cos \omega t \\ &= \sqrt{S^2 + 2SB \cos(\omega_1 - \omega)t + B^2} \\ &\quad \sin \left[ \omega t + \arctg \frac{B \sin(\omega_1 - \omega)t}{S + B \cos(\omega_1 - \omega)t} \right] \quad (39) \end{aligned}$$

Cette équation représente des oscillations modulées en amplitude, et qui possèdent aussi une certaine modulation de phase (et, par suite, de fréquence instantanée), caractérisée par l'arc tangente entrant sous le signe sinus. Par hypothèse on suppose que le récepteur n'est pas sensible à une telle modulation (et par conséquent, en particulier, que sa bande passante est assez large pour ne pas la transformer plus ou moins complètement en une modulation d'amplitude). Dès lors, l'amplitude des signaux à la sortie du détecteur supposé linéaire pourra s'écrire :

$$\begin{aligned} s + b &= \sqrt{S^2 + 2SB \cos(\omega_1 - \omega)t + B^2} \\ &\neq S \left[ 1 + \frac{B}{S} \cos(\omega_1 - \omega)t \right] \quad (40) \end{aligned}$$

On retrouve la modulation parasite de profondeur  $\frac{B}{S}$ , et de fréquence  $F$  correspondant à la pulsation  $\omega_1 - \omega$ .

Passons maintenant au cas de la modulation de fréquence. Dans l'équation (39) on a, approximativement,  $S$  étant supposé notablement supérieur à  $B$  :

$$\begin{aligned} &\sin \left[ \omega t + \arctg \frac{B \sin(\omega_1 - \omega)t}{S + B \cos(\omega_1 - \omega)t} \right] \\ &\neq \sin \left[ \omega t + \frac{B}{S} \sin(\omega_1 - \omega)t \right] \quad (41) \end{aligned}$$

d'où :

$$s + b = \sqrt{S^2 + 2SB \cos(\omega_1 - \omega)t + B^2} \sin \left[ \omega t + \frac{B}{S} \sin(\omega_1 - \omega)t \right] \quad (42)$$

La résultante du signal et du brouilleur possède donc une modulation d'amplitude à la fréquence correspondant à  $\omega_1 - \omega$  comme précédemment, mais cette modulation sera éliminée par le limiteur. Subsistera seule la modulation de fréquence caractérisée par le terme

$$\frac{B}{S} \sin(\omega_1 - \omega)t.$$

Soit  $\Delta f$  la déviation maxima,  $F$  la fréquence de modulation,  $k$  le « taux » de modulation (rapport de la déviation de fréquence à l'instant considéré à la déviation maxima). On a :

$$\frac{B}{S} = \frac{k \Delta f}{F}$$

ou

$$k = \frac{B F}{S \Delta f} \quad (43)$$

Si l'on compare avec le cas de la modulation d'amplitude, on voit que la modulation due au brouillage est, ici,  $\frac{\Delta f}{F}$  fois plus petite. Elle diminue donc si  $\Delta f$  croît (résultat déjà connu), et croît avec la hauteur  $F$  de la note de modulation correspondant à la pulsation  $\omega_1 - \omega$ . Mais les caractéristiques de la partie basse fréquence du récepteur limitent  $F$  à la valeur correspondant à la note la plus aiguë de la bande basse fréquence à recevoir. Pour la radiodiffusion de haute qualité, on cherche à transmettre les fréquences jusqu'à 15.000 c/s et la déviation maxima est souvent de 75 kc/s. On obtient alors un rapport de  $\frac{1}{5}$  entre les brouillages, dans les deux cas, au bénéfice de la modulation de fréquence.

Ce rapport peut encore être amélioré par la « préaccentuation » à l'émission et la « désaccentuation » à la réception dont on a indiqué précédemment le principe. Si, à la réception, les tensions sont abaissées régulièrement à partir de 1.500 c/s, par exemple, la valeur maxima de  $\frac{F}{\Delta f}$  sera atteinte pour cette fréquence de modulation, et se maintiendra ensuite constante entre 1.500 c/s et 15.000 c/s, avec la valeur  $\frac{1.500}{75.000} = \frac{1}{50}$ . L'avantage de la modulation de fréquence sur la modulation d'amplitude sera alors dix fois plus grand que précédemment.

3° Nous résumerons, enfin, un calcul de brouillage plus complexe, dû à Roder (Bibl. 8), et qui est intéressant parce qu'il permet d'établir un tableau des taux de brouillage obtenus dans des conditions très diverses, mettant bien en évidence les caractéristiques particulières de la modulation de fréquence à cet égard.

Considérons un brouilleur plus complexe que précédemment, modulé simultanément en amplitude et en fréquence, et d'expression :

$$b = B \left( 1 + \sin(\Omega t) \sin \left( \omega t + \frac{\Delta \omega_1}{\Omega} \sin \Omega t \right) \right) \quad (44)$$

$\Omega$  est toujours la pulsation de modulation,  $\omega$ , la pulsation haute fréquence,  $\Delta \omega_1$  la déviation de fréquence ; l'indice de modulation sera  $n = \frac{\Delta \omega}{\Omega}$ .

On peut montrer, tout d'abord, qu'en modulation d'amplitude, si l'on considère le signal à recevoir :

$$s = S [1 + k \sin(\Omega t + \varphi_1)] \sin(\omega t + \varphi_2) \quad (45)$$

et si l'on suppose, par exemple, que  $B = \frac{S}{2}$ , le brouillage est très intense, et dépend de  $\varphi_1$  et de  $\varphi_2$ .

Dans le cas de la modulation de fréquence, le signal à recevoir est :

$$s = S \sin \left( \omega t + \frac{\Delta \omega}{\Omega} \sin \Omega t \right) \quad (46)$$

avec  $\frac{\Delta \omega}{\Omega} = m$ .

Sur la figure 90, ce signal est représenté par le vecteur  $S$ , de longueur constante, tournant autour de  $O$ , et faisant avec  $OX$  l'angle

$$\alpha = \frac{\Delta \omega}{\Omega} \sin \Omega t.$$

Le brouilleur est le vecteur  $B(1 + \sin \Omega t)$  faisant avec la direction de  $OX$  l'angle

$$\beta = \frac{\Delta \omega_1}{\Omega} \sin \omega t.$$

La résultante est  $R$ , faisant l'angle  $\xi$  avec  $S$ . Supposant toujours la modulation d'amplitude de  $R$  supprimée par le limiteur, on va évaluer sa modulation de fréquence en déterminant sa phase  $\alpha - \xi$  et la dérivant. La fréquence instantanée de  $R$  est en effet :

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\alpha - \xi)}{dt} \quad (47)$$

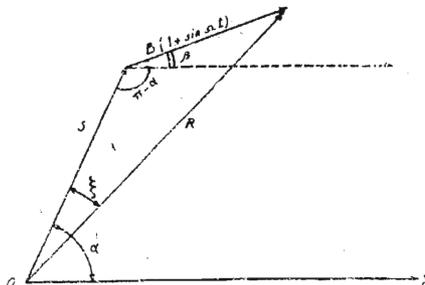


FIG. 90

Si on suppose  $B \leq \frac{S}{2}$ ,  $\xi$  est, au maximum,  $30^\circ$

et on peut, au degré d'approximation que l'on cherche, confondre, d'une part,  $\sin \xi$  et  $\xi$ , et, d'autre part,  $\cos \xi$  et 1.

On trouve alors :

$$f = \frac{\Omega}{2\pi} \left[ m \cos \Omega t - \frac{2B}{S} \sqrt{\frac{1}{\pi(m-n)}} \right] [\cos(m-n) - \sin(m-n)]$$

$$[\cos \Omega t + 2 \sin 2\Omega t - 8 \cos 3\Omega t - 4 \sin 4\Omega t + 5 \cos 5\Omega t + 6 \sin 6\Omega t - 7 \cos 7\Omega t - 8 \sin 8\Omega t + \dots]$$

$$= \frac{\Delta\omega}{2\pi} \cos \Omega t - \frac{B\Omega}{S\pi} \sqrt{\frac{1}{\pi(m-n)}} [\cos(m-n) - \sin(m-n)] [\cos \Omega t + 2 \sin 2\Omega t - \dots]$$

(48)

Le premier terme, de pulsation  $\Omega$ , correspond au signal à recevoir, le second est ajouté par le brouillage (il s'annule si  $B=0$ ). Il comporte des termes parasites de pulsations  $\Omega, 2\Omega, 3\Omega$ , etc... dont l'amplitude croît avec la fréquence. Fort heureusement, d'ailleurs, cette action est limitée par la bande passante basse fréquence, et il n'y a à considérer que les termes de fréquences inférieures à la fréquence maxima de modulation à recevoir, que l'on suppose être de 10.000 c/s, par exemple. Comme  $\cos(m-n) - \sin(m-n)$

est au maximum égal à  $\sqrt{2}$ , on peut écrire, en prenant la racine carrée de la somme des carrés des termes en sinus et cosinus, et en la limitant au terme  $z$  correspondant à la note la plus aiguë à recevoir :

$$\frac{\text{Amplitude du brouillage}}{\text{Amplitude du signal}} \leq \frac{2B}{mS} \sqrt{\frac{2}{\pi(m-n)}} \sqrt{1^2 + 2^2 + 3^2 + \dots + z^2}$$

(49)

On obtiendra ainsi le « facteur d'interférence » que l'on peut évaluer en %.

Le tableau ci-dessous correspond à un certain nombre de cas étudiés dans l'hypothèse où  $B = \frac{S}{2}$

Au cours de la première série d'essais, on garde

FRÉQUENCE de modulation F c/s	DÉVIATION de fréquence du signal à recevoir c/s	INDICE de modulation m du signal à recevoir	DÉVIATION de fréquence du signal brouilleur c/s	INDICE de modulation n du signal brouilleur	m - n	NOMBRE maximum z de battements d'interférence	FACTEUR d'interférence %
100	100.000	1.000	7.000	70	930	100	0,760
500	100.000	200	7.000	14	186	20	0,783
1.000	100.000	100	7.000	7	93	10	0,810
2.000	100.000	50	7.000	3,5	46,5	5	0,948
5.000	100.000	20	7.000	1,4	18,6	2	1,03
1.000	100.000	100	10.000	10	90	10	0,824
1.000	100.000	100	20.000	20	80	10	0,874
1.000	100.000	100	40.000	40	60	10	1,01
1.000	100.000	100	80.000	80	20	10	1,75
1.000	100.000	100	15.000	15	85	10	0,848
1.000	50.000	50	15.000	15	35	10	3,65
1.000 (1)	20.000	20	15.000	15	5	10	5,07
1.000 (1)	10.000	10	15.000	15	-5	10	10,14

(1) La formule (49) qui a servi à établir la plus grande partie de ce tableau est exacte seulement lorsque l'indice de modulation du signal  $m$  est suffisamment supérieur à l'indice de modulation du brouilleur  $n$ . Les deux dernières lignes du tableau, où la différence de ces indices est de 5 seulement, ont été évaluées d'après une formule plus rigoureuse, mais plus compliquée.

une déviation de fréquence constante pour le signal et le brouilleur, et on fait varier la fréquence de modulation du signal, celle du brouilleur variant aussi pour rester, dans chaque cas, égale à celle du signal. On voit que le brouillage reste sensiblement constant dans toute la bande de fréquences transmises, et de l'ordre de 1 %. En modulation d'amplitude, il serait de l'ordre de 50 %.

Dans la seconde série, le signal reste constant ( $\Delta f = 100.000$  c/s ;  $F = 1.000$  c/s), mais le brouilleur, de même fréquence de modulation toujours que le signal, a une déviation de fréquence croissante. Le brouillage croît lentement avec la déviation, mais, même quand celle-ci se rapproche de celle du signal ( $\Delta f_1 = 80.000$  c/s), le facteur d'interférence reste faible (1,75 %). Ceci provient de ce que l'intensité du brouilleur est inférieure à celle du signal.

Enfin, dans la troisième série, la fréquence de modulation, commune au signal et au brouilleur, reste encore constante, la déviation de fréquence du brouilleur garde la même valeur ( $\Delta f_1 = 15.000$  c/s), mais la déviation de fréquence du signal décroît de 100.000 c/s à 10.000 c/s. Le facteur d'interférence croît, comme il fallait s'y attendre, et atteint des valeurs importantes (5 et 10 %) pour  $\Delta f = 20.000$  c/s, et  $\Delta f = 10.000$  c/s, confirmant ce que nous savons sur l'intérêt des grandes déviations pour lutter contre le brouillage.

On peut tirer de ces résultats une conclusion favorable en ce qui concerne le fonctionnement de stations de radiodiffusion synchronisées et transmettant le même programme. En modulation d'amplitude, le système est employé, mais il donne une réception déformée dans une zone assez étendue autour des éléments de courbes (hyperboles) où les signaux ont la même intensité et des phases opposées. En modulation de fré-

quence, si l'on se reporte à la figure 90, on a alors

$$\alpha - \beta = \text{constante, donc } \frac{d\alpha}{dt} = \frac{d\beta}{dt} = 0.$$

La modulation de R est exactement celle de S, et il n'y a pas de perturbation. D'autre part, au voisinage des courbes où les signaux ont presque la même intensité et des phases opposées, le limiteur maintient la prédominance du signal le plus fort. Ce n'est qu'aux points où la différence des intensités des deux signaux est si faible que le limiteur se trouve au-dessous de son seuil de fonctionnement, que la réception peut être déformée.

**B. — Brouillage entre deux signaux de fréquences éloignées**

Nous entendons examiner ici le cas de signaux tombant dans des « canaux » différents — par exemple voisins — et qui font intervenir, par conséquent, les propriétés sélectives des divers étages des récepteurs.

Bien que sélectionné des autres signaux lorsqu'il arrive au discriminateur, le signal à recevoir peut ne pas l'être aux premiers étages, la sélectivité n'ayant pas encore joué, et l'on sait qu'il en résulte, en modulation d'amplitude, le phénomène d'« intermodulation », le signal le plus puissant pouvant moduler le signal le plus faible, si les étages amplificateurs en cause ont des caractéristiques dont les dérivées troisièmes ne sont pas nulles. Cette modulation parasite ne peut ensuite être éliminée par la sélectivité ultérieure.

L'étude de l'intermodulation en modulation de fréquence, faite en appliquant des méthodes analogues à celles utilisées en modulation d'amplitude, montre que le phénomène reste pratiquement négligeable (Bibl. 59). Il y a donc encore là un avantage notable pour la modulation de fréquence.

Dans l'étude du brouillage entre deux signaux S et B, situés dans des canaux voisins, on notera d'abord qu'étant donné les largeurs de spectres et les largeurs des canaux, les ondes porteuses ne peuvent produire que des interférences de fréquences très élevées et inaudibles. Les seuls brouillages à craindre résultent des battements possibles entre les parties des deux spectres d'ondes qui sont voisines l'une de l'autre.

Soit (fig. 91 (a)) les deux spectres, celui du signal à recevoir S, ayant une onde porteuse de fréquence  $f$  et une déviation de fréquence  $D$ , celui du brouilleur B ayant une onde porteuse de fréquence  $f'$  et une déviation de fréquence  $D'$ :

Sur la figure 91 (b), est représentée la courbe des gains du récepteur, supposé réglé sur  $f$ . On en déduira (fig. 91 (c)) les intensités résultant, à l'entrée du limiteur, des diverses ondes latérales, et on aura à étudier l'interaction de la partie  $\alpha$  du spectre de S avec la partie  $\beta$  du spectre de B. L'étude est évidemment très complexe et ne peut se faire que dans des cas particuliers. On se bornera à indiquer un résultat (approximatif) obtenu : les courants de basse fréquence pro-

duits, dont la fréquence est la différence des fréquences des ondes latérales des deux spectres envisagés, ont une intensité proportionnelle aux produits des intensités restantes des ondes latérales par la différence de leurs fréquences, et inversement proportionnelle à la déviation maxima du signal le plus intense. Ceci est en accord avec ce que l'on pouvait supposer, comme conséquence des résultats précédents.

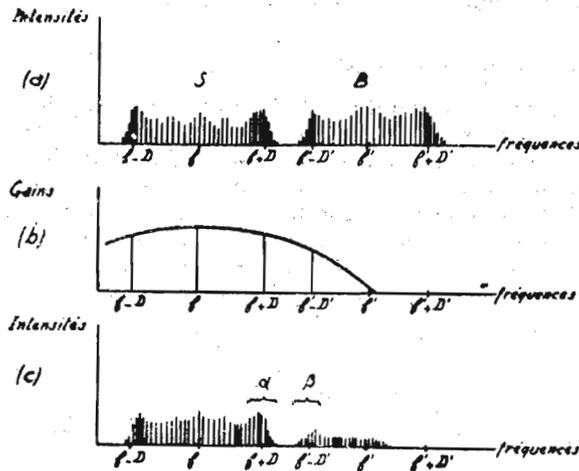


FIG. 91

L'avantage conféré au signal le plus intense par la modulation de fréquence peut conduire à se poser la question suivante : ayant à répartir en fréquences, dans une gamme déterminée, une série de postes A, B, C, occupant chacun une bande de 200.000 c/s par exemple, et reçus par des récepteurs ayant une telle bande passante, ne pourrait-on compter sur l'effet d'élimination du signal le plus faible par le signal le plus fort pour venir en aide à la sélectivité des récepteurs dans la séparation des émissions, et ne pourrait-on en profiter pour rapprocher les ondes porteuses, en tolérant un certain recouvrement des spectres — par exemple en plaçant les ondes porteuses à 50.000 c/s l'une de l'autre ?

Roder (Bibl. 8) a montré la difficulté à laquelle on va alors se heurter : le récepteur — dont la bande passante ne peut pas, elle, être réduite, et qui couvre 200.000 c/s — recevra à la fois les signaux de A, B et C. Il arrivera, dans certains

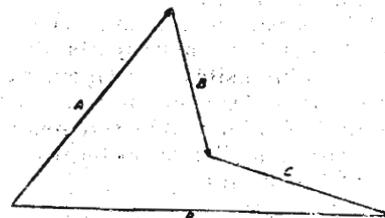


FIG. 92

cas, que, à l'entrée du limiteur, ces trois signaux puissent être représentés par les vecteurs A, B, C de la figure 92, ayant une résultante R, et tels que

la somme de deux quelconques d'entre eux soit supérieure au troisième. Alors, chaque poste sera masqué par l'ensemble des deux autres, et aucun signal ne sera perçu.

Il faut donc, si l'on veut éviter ce phénomène, disposer, entre les fréquences des ondes porteuses des stations, d'un intervalle correspondant à la bande passante du récepteur, égale elle-même à la largeur du spectre des émissions considérées, tout comme en modulation d'amplitude.

### C. — Bruit de fond.

Abordons maintenant l'examen des propriétés comparées des récepteurs à modulation de fréquence et de ceux à modulation d'amplitude en ce qui concerne le bruit de fond. Nous ferons l'hypothèse habituelle que le spectre de ce dernier a une intensité constante dans toute la largeur de la bande passante du récepteur, et que ses composantes ont des phases réparties suivant une loi de hasard.

1. *Bruit de fond en présence d'une onde relativement intense, non modulée.*

Supposons d'abord que nous soyons en présence d'une onde non modulée, d'intensité  $i$

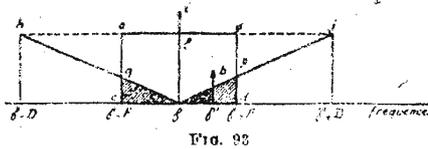


FIG. 93

grande par rapport au bruit de fond, et de fréquence  $f$ , sur laquelle est réglé le récepteur (fig. 93). Soit  $F$  la fréquence de modulation, de plus grande valeur, des signaux à recevoir, et  $D$  la déviation de fréquence maxima. Comparons deux récepteurs, l'un à modulation d'amplitude, l'autre à modulation de fréquence ayant des constitutions et un gain analogues, mais terminés, le premier par un détecteur linéaire, le second par un discriminateur (avec limiteur préalable).

D'une façon générale, le son produit par le bruit de fond est causé, d'une part, par les interférences mutuelles des diverses composantes du bruit de fond entre elles, et, d'autre part, par les interférences de ces composantes avec l'onde porteuse du signal. Or, les premières interférences sont très faibles par rapport aux secondes, puisqu'elles sont dues à des battements d'oscillations toutes deux d'intensités extrêmement petites, alors que les secondes sont dues aux battements d'une oscillation d'intensité extrêmement petite avec une oscillation (l'onde porteuse) d'intensité relativement très grande.

Il est donc possible dans ce cas — et l'expérience a montré le bien-fondé de cette approximation — de négliger les battements entre elles des composantes du bruit de fond, et de ne tenir compte que de l'action relative de chacune de ces composantes avec l'onde porteuse.

Considérons alors la composante d'intensité  $b$  du bruit de fond qui a une fréquence déterminée  $f'$ . S'ajoutant à l'onde porteuse d'intensité  $i$  beaucoup plus grande et de fréquence  $f$ , elle conduit à une résultante  $R$  (fig. 94) modulée à la fois en amplitude et en fréquence.

a) en amplitude, la modulation a une profondeur  $\frac{b}{i}$  indépendante, par conséquent, de  $f'$ . Sa

forme n'est pas absolument sinusoidale, mais très près de l'être. Son terme fondamental a la fréquence  $f' - f$ . Le récepteur n'étant pas sensible à la modulation de fréquence, la courbe des intensités de son produit (ce qui constitue, à l'audition, le bruit de fond, ou le « souffle »), est la

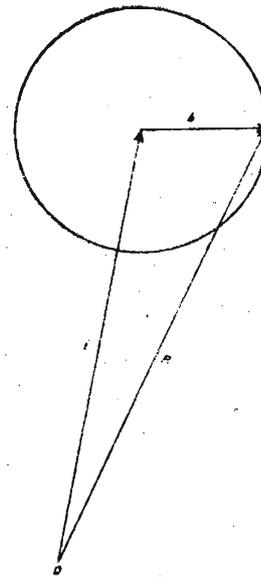


FIG. 94

droite  $eg$ , entre les fréquences extrêmes  $f - F$  et  $f + F$  (limites dues à la sélectivité du récepteur, et aussi au fait qu'au delà, les fréquences  $f' - f$  tombent dans la gamme non transmise par l'amplificateur basse fréquence).

b) en fréquence, la modulation résulte de la variation de phase de  $R$ , qui oscille entre deux positions extrêmes, de part et d'autre de  $i$ . L'amplitude de cette variation de phase est indépendante de  $f'$ . La variation n'est pas absolument sinusoidale, mais très près de l'être. La fréquence de son terme fondamental est  $f' - f$ .

Si  $\omega'$  et  $\omega$  sont les pulsations correspondantes, on a sensiblement :

$$\varphi = \varphi_0 \sin(\omega' - \omega)t$$

d'où pour la fréquence instantanée  $f_R$  de  $R$  :

$$\begin{aligned} f_R &= \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{\varphi_0}{2\pi} (\omega' - \omega) \cos(\omega' - \omega)t \\ &= \varphi_0 (f' - f) \cos(\omega' - \omega)t \end{aligned} \quad (50)$$

Cette fréquence instantanée varie à la fréquence  $\frac{\omega' - \omega}{2\pi}$  et l'amplitude de cette variation

(ou la déviation de fréquence de  $R$ ) est proportionnelle à  $f' - f$ . Etant donné les hypothèses faites sur les « sensibilités » des deux récepteurs comparés, l'intensité de sortie des composantes du bruit de fond sera alors représentée, en modulation de fréquence, par les droites  $fh$  et  $fj$ . Mais les fréquences supérieures à  $F$  ne sont pas transmises par l'amplificateur basse fréquence, et, par conséquent, le bruit de fond audible ne sera produit que par les composantes correspondant aux parties ombrées de la figure 93.

Evaluons, maintenant, l'intensité du bruit de

fond total dans les deux cas, et, pour cela, faisons la somme (qui est une intégrale) de toutes les composantes correspondant à l'intervalle de fréquence  $f - F$  et  $f + F$ . Si ces composantes étaient toutes en phase à un moment donné, il suffirait de les ajouter algébriquement, et le bruit de fond serait proportionnel à l'aire du rectangle  $c e g d$  en modulation d'amplitude, et à l'aire des deux triangles ombrés, en modulation de fréquence. Mais, en réalité, les phases sont réparties suivant une loi de hasard, et, comme les composantes sont très nombreuses, l'effet total produit sera obtenu en prenant leur moyenne quadratique (racine carrée de la somme de leurs carrés). En modulation d'amplitude, le bruit de fond total sera donc proportionnel à la racine carrée de la bande passante, soit à  $\sqrt{F}$ . En modulation de fréquence, il sera proportionnel à :

$$\sqrt{\int_0^F \left(\frac{F-f}{D}\right)^2 df} = \frac{F\sqrt{F}}{D\sqrt{3}}$$

En modulation de fréquence, le bruit de fond est donc, dans ces conditions  $\frac{D\sqrt{3}}{F}$  fois plus petit qu'en modulation d'amplitude. On améliore ce

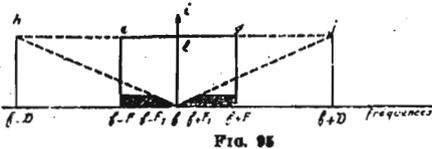


FIG. 95

rapport en augmentant  $D$  (ainsi qu'il est évident en se rapportant à la figure 93).

Si l'on fait usage de la préaccentuation à l'émission, le dispositif réduisant l'intensité des notes aiguës à la réception a pour conséquence de rendre horizontales les portions des droites  $fh$ ,  $fj$ , de la figure 93, qui concernent les fréquences supérieures à celle  $F$ , pour laquelle la désaccentuation commence à jouer effectivement (1.000 ou 1.500 c/s). On a, alors, les diagrammes de la figure 95, et l'avantage est encore plus grand.

On notera, enfin, que cet avantage se maintient même si la déviation  $D$  est limitée à la valeur  $F$  (indice de modulation égal à 1), cas auquel correspond la figure 96. Alors, la largeur du spectre en modulation de fréquence n'est pas beaucoup plus grande qu'en modulation d'amplitude. La protection contre les brouillages et bruits de fond est réduite par rapport à ce qu'elle serait avec une modulation de fréquence à grande déviation, mais elle reste supérieure à celle de la modulation d'amplitude, dans le rapport  $\sqrt{3}$ .

**2° Bruit de fond en présence d'une onde relativement intense et modulée.**

Lorsque l'onde est modulée, il faut prendre en considération l'action de chaque fréquence du

spectre — onde porteuse ou onde latérale — qui agit comme agissait précédemment la seule onde porteuse. On obtient alors (fig. 93) non plus l'unique rectangle  $f l g d$  (modulation d'amplitude) ou l'unique triangle  $f p d$  (modulation de fréquence), mais une série de rectangles et de triangles correspondant à chaque onde du spectre, et, par conséquent, décalés le long de l'axe des fréquences. Si la courbe de sélectivité n'intervenait pas, le bruit de fond serait accru en modulation d'amplitude (où l'énergie des ondes latérales vient s'ajouter à celle, inchangée, de l'onde porteuse) et ne serait pas modifié en modulation de fréquence (la somme des carrés des intensités de l'onde porteuse et des ondes latérales restant alors constante, puisque la puissance totale ne varie pas au cours de l'émission).

Mais la courbe de sélectivité du récepteur intervient pour couper les composantes, même de notes assez graves, qui sont dues aux ondes latérales de fréquence différant beaucoup de celle de l'onde porteuse. Il en résulte une réduction du bruit de fond — celui-ci devenant, d'ailleurs, moindre, en modulation de fréquence, lorsque la déviation est accrue.

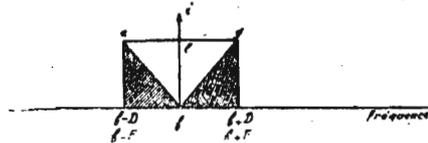


FIG. 96

**En résumé :**

a) l'avantage de la modulation de fréquence sur la modulation d'amplitude, en ce qui concerne le bruit de fond, évalué ci-dessus en l'absence de modulation, est plutôt accru lorsqu'on module ;

b) toutes choses égales d'ailleurs, le bruit de fond global en modulation de fréquence est moindre lorsqu'on module que lorsqu'on ne module pas.

**3° Bruit de fond en présence d'une onde faible.**

Tout ce qui vient d'être dit présupposait l'existence d'une onde relativement intense par rapport au bruit de fond. Si cette onde a une intensité faible, de l'ordre de celle des composantes du bruit de fond — et, à fortiori, si elle n'existe pas — les phénomènes sont beaucoup plus compliqués.

Diverses études mathématiques conduisent à envisager les choses de la manière suivante :

La forme des oscillations résultant du battement de l'onde porteuse avec une composante du bruit de fond de fréquence différente, n'est plus sensiblement sinusoïdale, comme lorsque l'onde porteuse était intense, mais se rapproche de celle des impulsions. Toutefois, ceci est surtout vrai pour les battements de basse fréquence, la bande passante en basse fréquence du récepteur lais-

sant passer un grand nombre d'harmoniques du terme fondamental, et ne déformant pas alors les impulsions. Pour les battements de haute fréquence, au contraire, les harmoniques sont coupés, et la forme sinusoïdale se maintient plus longtemps.

Les tensions de pointe sont donc accrues surtout sur les basses fréquences, ce qui rapproche le triangle de la figure 93 du rectangle correspondant à la modulation d'amplitude.

Les oscillogrammes de la figure 97, qui ont été enregistrés par Crosby (Bibl. 7) avec une fré-



FIG. 97

quence maxima de modulation assez basse, montrent ce phénomène. Les deux oscillogrammes superposés de gauche reproduisent les graphiques rectangulaire et triangulaire de la figure 93, celui du haut pour la modulation d'amplitude et celui du bas pour la modulation de fréquence. Ils ont trait au cas où le rapport de l'onde à recevoir au bruit de fond est de 20. On voit que la forme des triangles est très nettement dessinée, montrant bien l'avantage de la modulation de fréquence. Les deux oscillogrammes suivants ont été enregistrés dans les mêmes conditions, mais avec un rapport de 2 seulement entre l'onde et le bruit de fond, et les triangles commencent à se déformer. Cette déformation s'accroît pour les deux autres oscillogrammes où le rapport est de 1,26. Enfin, dans les oscillogrammes de droite, qui correspondent au rapport 1, les triangles ont disparu et le diagramme inférieur, correspondant à la modulation de fréquence, est presque analogue au diagramme supérieur correspondant à la modulation d'amplitude.

Supposons, maintenant, l'onde reçue très faible, de l'ordre de grandeur des composantes du bruit de fond, et augmentons progressivement l'intensité de cette onde. Il arrivera un moment où elle dominera assez ces composantes pour qu'on se trouve dans le cas traité au paragraphe 1° ci-dessus, pour lequel la modulation de fréquence reprend ses avantages. Il existe donc un *seuil d'intensité* à partir duquel cet effet se fait sentir.

Mais ce seuil lui-même dépend de l'intensité du bruit de fond, et se trouve donc plus élevé lorsque la bande passante du récepteur est plus large. A ce point de vue, une bande étroite — et, partant, une déviation de fréquence plus faible — est donc avantageuse pour des signaux faibles, puisqu'on bénéficie plus tôt de l'avantage de la modulation de fréquence sur la modulation d'amplitude — mais, en contre-partie, cet avantage est moins grand, la déviation étant réduite.

L'existence de ce seuil a aussi une autre con-

séquence : le bruit de fond étant très irrégulier, et présentant, par exemple, de loin en loin, des pointes, le seuil au delà duquel la modulation de fréquence réduit le bruit de fond peut ne pas être atteint lors des pointes, mais être dépassé dans

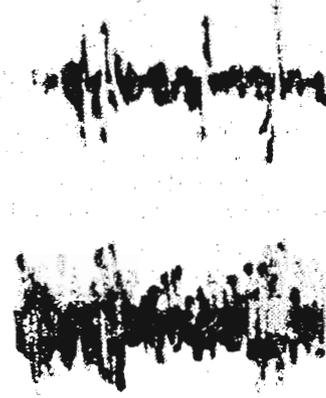


FIG. 98

leur intervalle. L'effet est, alors, de réduire le bruit de fond dans ces intervalles, et de laisser, au contraire, les pointes subsister. Celles-ci étant, toutefois, éloignées les unes des autres, il peut résulter de ce phénomène un nouvel avantage de la modulation de fréquence sur la modulation d'amplitude en ce qui concerne le bruit de fond, même quand l'onde à recevoir — modulée ou non — est de l'ordre de grandeur de la *valeur moyenne* de ce bruit. C'est ce que tendent à montrer les oscillogrammes de la figure 98, dus également à Crosby (Bibl. 7), et obtenus dans des conditions qu'il estime comparables, avec une onde porteuse d'intensité sensiblement égale à l'intensité *moyenne* des fluctuations constituant le bruit de fond. On voit le caractère plus continu du son dû au bruit de fond en modulation d'amplitude (oscillogramme inférieur), et le phénomène d'accentuation des pointes et d'éteuffement du souffle dans leurs intervalles, en modulation de fréquence (oscillogramme supérieur). Il en résulterait donc qu'à la limite, où l'intensité de l'onde porteuse et le bruit de fond viennent à égalité, la modulation de fréquence conserverait encore un léger avantage sur la modulation d'amplitude (à largeurs de bandes passantes égales pour les récepteurs).

## 2. — Brouillage par impulsions.

Certains bruits de fond ou certaines formes de brouillages peuvent être considérés comme constitués par des impulsions très brèves, et plus ou moins périodiques. Leur spectre a alors une intensité pratiquement constante dans la bande de fréquence reçue, comme le bruit de fond de fluctuations étudié précédemment, mais la loi de répartition des phases n'est plus une loi de ha-

sard. Au moment de la pointe d'une impulsion — qui est le moment où le brouillage sera maximum — toutes les composantes du spectre sont en phase, et ajoutent entièrement leurs effets.

Les raisonnements faits précédemment en ce qui concerne les rectangles et triangles des figures 93, 95 et 96, subsistent entièrement, mais la sommation des effets est toute différente. Ce n'est plus la racine carrée de la somme des carrés qui intervient, mais bien simplement la somme de toutes les composantes.

En modulation d'amplitude, le brouillage est donc proportionnel à  $F$  (au lieu de  $\sqrt{F}$ ). En modulation de fréquence, il est proportionnel à :

$$\int_0^F \frac{F}{D} df = \frac{F^2}{2D}$$

La réduction du brouillage avantage la modulation de fréquence dans le rapport  $\frac{2D}{F}$ , plus grand, par conséquent, encore, que précédemment. La modulation de fréquence se trouve donc convenir particulièrement pour lutter contre les brouillages par impulsions, tels que ceux provenant des parasites d'allumage des moteurs de véhicules automobiles, d'avions, d'étincelles ou d'effluves électriques, etc...

Un autre effet du limiteur — analogue, celui-là, à l'effet obtenu avec les limiteurs associés aux récepteurs à modulation d'amplitude — contribue encore à cette protection. Il s'agit de l'« écrêtement » des impulsions brèves et intenses. Cet effet est d'autant plus marqué ici que la large bande passante des circuits du récepteur précédant le limiteur permet la transmission sans trop de déformation du spectre des impulsions, ce qui ne les allonge pas et conserve leur forme. La même protection pourrait, d'ailleurs, être aussi obtenue en modulation d'amplitude en utilisant des circuits à large bande passante.

**E. — Cas particulier de la radiodiffusion — Dynamique orchestrale.**

Dans le cas particulier de la radiodiffusion, la modulation de fréquence présente sur la modulation d'amplitude un avantage spécial, en permettant d'accroître le rapport des intensités entre les sons les plus forts et les sons les plus faibles transmis et reçus.

Lorsqu'un poste radiotéléphonique est simplement modulé par la parole, l'intensité sonore n'a pas à varier dans de très grandes limites, suivant les fluctuations de la voix. Il en est tout autrement lors d'une modulation par la musique. En effet, si l'on prend comme niveau de référence le seuil d'audibilité d'un individu moyen, on constate que l'intensité des sons au moment des passages où un instrument de musique joue pianissimo est environ 20 décibels au-dessus, alors que l'intensité des sons, au moment des fortissimi d'un grand orchestre, est à 80 décibels au-dessus. C'est donc une gamme d'intensités sonores de 60 décibels qu'il faudrait pouvoir reproduire à la

réception pour atteindre un effet équivalent à celui obtenu dans les studios d'émission. Bien entendu, les conditions de réception dans un appartement particulier conduiraient à réduire quelque peu la limite maxima qui vient d'être indiquée.

Or, en modulation d'amplitude, il est difficile de réduire l'ensemble des bruits de fond d'un poste émetteur — bruits de fond dus, en particulier, au filtrage incomplet de l'alimentation — au-dessous de l'intensité qui correspond à un taux de modulation de quelques %. D'autre part, on ne peut, au moment des forte de l'orchestre, dépasser le taux de modulation de 100 %. Au maximum, on peut donc reproduire des intensités sonores qui sont dans le rapport de 100 à 1, c'est-à-dire, qui couvrent une échelle de 40 décibels. Encore ce chiffre est-il loin d'être atteint dans bien des cas, et il en résulte une compression de la « dynamique orchestrale » qui est fort préjudiciable à l'effet artistique souhaité.

En modulation de fréquence, au contraire, rien n'empêche d'accroître autant qu'on le désire, la gamme des intensités reproduites : il suffit d'aug-

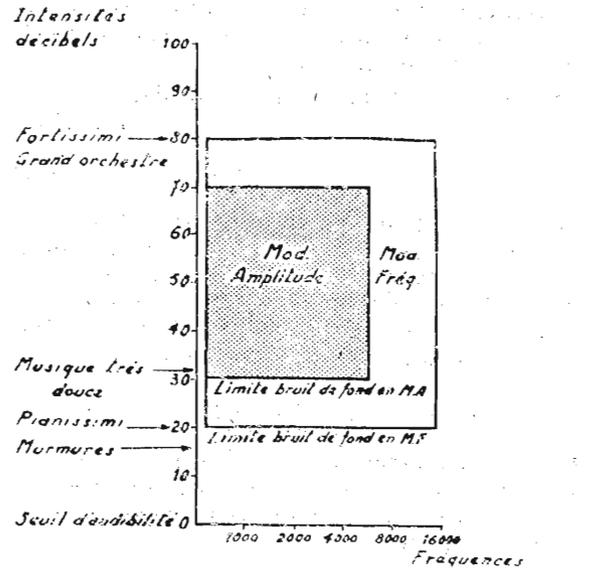


FIG. 99 (échelle logarithmique)

menter la déviation de fréquence en conséquence. La protection contre les bruits de fond étant meilleure qu'en modulation d'amplitude, ceux-ci peuvent, en général, être ramenés à 20 décibels seulement au-dessus du seuil d'audibilité, et la déviation de fréquence peut être telle que les fortissimi d'un grand orchestre soient à 80 décibels, réalisant ainsi l'intervalle de 60 décibels souhaité.

En même temps, d'ailleurs, la meilleure protection contre les bruits de fond de la modulation de fréquence permet d'accroître vers les notes aiguës la gamme des fréquences reproduites — et, partant, la largeur du spectre et la largeur des bandes passantes des émetteurs et des récepteurs — par exemple jusqu'à 15.000 c/s, valeur assez souvent adoptée pour les postes de radiodiffusion

de haute qualité — alors qu'en modulation d'amplitude on est, en général, limité à 4.500 ou 5.000 c/s, parfois moins.

La figure 99 représente l'avantage résultant de l'ensemble de ces considérations : en abscisse, sont portées les fréquences de modulation, et, en ordonnée, les intensités sonores depuis le seuil d'audibilité jusqu'au niveau de 100 décibels au-dessus. Les limites du rectangle ombré ont trait aux émissions habituelles à modulation d'amplitude,

et les limites du rectangle extérieur concernent, dans les mêmes conditions, les émissions de haute qualité à modulation de fréquence.

Bien entendu, ces avantages ne sont effectifs que si le récepteur et, en particulier, sa partie basse fréquence et son ou ses haut-parleurs sont étudiés et réalisés pour permettre la reproduction, sans déformation sensible, de toute la gamme couverte, tant en fréquence qu'en intensité.

## CHAPITRE VIII

### PROPAGATION DES ONDES MODULEES EN FREQUENCE

Quand le milieu est isotrope, une onde modulée en fréquence, quel que soit son spectre, se propage évidemment comme une onde modulée en amplitude, et il n'y a aucune remarque particulière à faire à ce sujet.

Par contre, lorsque le milieu n'est pas isotrope, ou lorsque des réflexions peuvent se produire, il en résulte une déformation des signaux, en général beaucoup plus importante qu'en modulation d'amplitude, et qui réduit les avantages de la modulation de fréquence au point même d'empêcher souvent son utilisation.

Supposons, en effet, que l'onde initiale ait pour représentation :

$$e = E_0 \sin \left( \omega t + \frac{\Delta f}{F} \cos \Omega t \right) \quad (51)$$

et que, par suite de réflexions ou de réfractions, une seconde onde vienne s'ajouter à la première avec une amplitude différente, un décalage de phase de l'onde porteuse égal à  $\varphi$  et un décalage de phase de la modulation égal à  $\Phi$ . L'équation des oscillations correspondantes sera :

$$e_1 = E_1 \sin \left[ \omega t + \varphi + \frac{\Delta f}{F} \cos (\Omega t + \Phi) \right] \quad (52)$$

En un lieu déterminé, les variations de fréquence des deux ondes seront représentées par les courbes 1 et 2 de la figure 100 (a), légèrement décalées entre elles.

La figure 100 (b) reproduit, en fonction du temps, la différence des fréquences de ces deux ondes, et il en résulte des battements dont la figure 100 (c) donne les variations.

Ce phénomène entraîne une certaine modulation d'amplitude des oscillations résultantes, qui sera, en général, éliminée par le limiteur, si du moins elle ne fait pas tomber l'intensité des signaux au-dessous du seuil de fonctionnement de ce dernier. Mais il entraîne aussi une modulation de phase et, partant, de fréquence instantanée, qui, elle, ne sera pas éliminée et provoquera une distorsion importante à la réception. En réalité, il apparaîtra une nouvelle fréquence de modulation qui sera elle-même modulée en fréquence, le cas le plus défavorable étant celui où

le rapport  $R = \frac{E_0}{E_1}$  est voisin de 1. Certaines études ont montré que, si  $\varphi = 0$ , la distorsion introduit

des termes ayant la fréquence fondamentale de modulation et ses harmoniques impairs, et que,

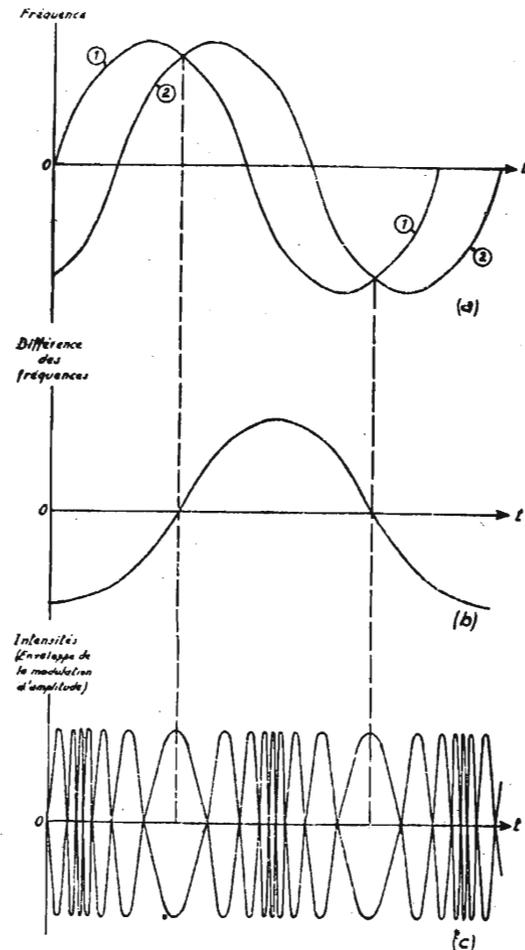


FIG. 100

si  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ , la distorsion introduit des termes ayant seulement les harmoniques pairs de la fréquence de modulation.

Sur la figure 101 (Bibl. 7), ont été représentées les courbes de variation de fréquence dans divers cas, le rapport  $R$  étant toujours égal à 1,2, et la courbe pointillée représentant une sinusoïde pure servant de référence. Les courbes A, B et C ont trait à des cas où l'indice de modulation reste

égal à 10, et la différence de phase  $\Phi$  à  $\frac{\pi}{2}$ . Pour la

courbe A,  $\varphi = 0$ ; pour la courbe B,  $\varphi = \frac{\pi}{2}$ ; enfin,

pour la courbe C,  $\varphi = \pi$ . On voit que c'est dans ce dernier cas que les perturbations sont les plus grandes. On notera l'influence considérable de cette différence de phase entre les ondes porteuses, différence qui peut varier évidemment très rapidement d'un moment à l'autre, par suite de phénomènes de propagation.

Quant à la figure 101 (D), elle a été tracée dans l'hypothèse d'un indice de modulation beaucoup plus faible, égal à 1,414, avec une différence de

phase  $\Phi$  de  $\frac{\pi}{2}$  comme précédemment, et une dif-

férence de phase  $\varphi$  de  $\pi$ , — cas le plus défavorable. On constate que la faiblesse de l'indice de modulation entraîne une absence presque complète de distorsion.

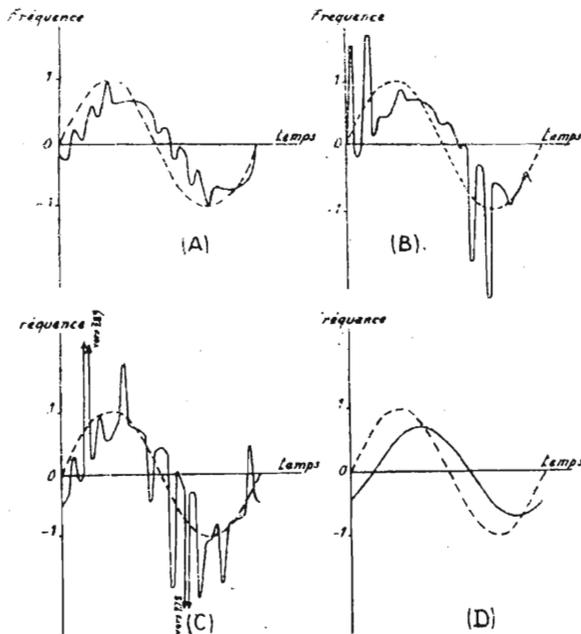


FIG. 101

On peut aussi remarquer que, plus le spectre d'une onde est large, plus il y a de chances pour que les caractéristiques de propagation des diverses ondes latérales soient différenciées, et, par conséquent, qu'une distorsion s'introduise. A cet égard encore, les déviations de fréquence faibles seront plus favorables que les grandes déviations, en rapprochant alors les caractéristiques de propagation de la modulation de fréquence de celles de la modulation d'amplitude (1).

La figure 102 donne une série d'oscillogrammes

(1) On a pu effectivement réaliser dans ce cas des transmissions à grande distance sans déformations trop importantes. Mais on fait alors plutôt appel à la modulation dite « de phase », avec une faible déviation. (Voir à ce sujet CROSBY, Communications par modulation de phase. P. R. I., février 1939).

obtenus à la réception au cours d'essais de propagation effectués entre la Californie et New-York sur des fréquences comprises entre 9 et 18 Mc/s.

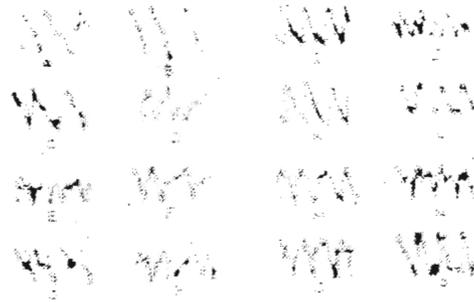


FIG. 102

pour comparer dans des conditions qu'on estimait suffisamment voisines, la modulation d'amplitude et la modulation de fréquence. Les oscillogrammes A, B et C ont trait à une modulation d'amplitude sur la fréquence de 300 c/s, et les oscillogrammes D, E, F, G et H, à une modulation de fréquence également sur 300 c/s, au même moment. On voit que la distorsion est alors beaucoup plus grande.

Les oscillogrammes I, J et K concernent une modulation d'amplitude sur 1.000 c/s, et les oscillogrammes L, M, N, O et P, une modulation de fréquence sur 1.000 c/s, au même moment. Ici encore, la distorsion introduite est beaucoup plus considérable qu'en modulation d'amplitude, mais les signaux sont néanmoins un peu moins déformés que sur 300 c/s. L'ensemble de ces résultats a montré, en effet, que la distorsion était la plus grande pour les basses fréquences de modulation et pour les grandes profondeurs de modulation, lorsque les ondes latérales étaient les plus nombreuses.

D'autres essais effectués à une distance d'environ 1.500 km sur 26 Mc/s, ont conduit à cette conclusion que, pendant la moitié du temps, il n'y avait que peu d'échos provoquant des distorsions, que, pendant le quart du temps, on constatait la présence d'échos survenant quelques  $\mu s$  après le signal, et n'entraînant pas de perturbations considérables, et qu'enfin, pendant le dernier quart du temps, il existait des échos survenant 100  $\mu s$  environ après le signal, et introduisant de nouvelles notes de modulation. Pour une note de modulation à l'émission de 2.000 c/s, on a pu constater, à la réception, la présence de notes de battement s'élevant jusqu'à 32.000 c/s.

L'utilisation de récepteurs du type dit « Diversity » n'est pas de nature à améliorer sensiblement la situation. Les plus basses fréquences de modulation reçues par diverses voies restent, en effet, en phase, mais l'avantage pouvant en résulter est souvent rendu inopérant par la distorsion différente introduite par les deux systèmes récepteurs. Quant aux fréquences de modulation plus élevées, elles sont alors déphasées entre elles, empêchant le fonctionnement en « Diversity ». On a constaté, par exemple, que, pour une fréquence

de modulation de l'ordre de 5.000 c/s, la phase variait, à la réception, suivant une loi de hasard, et souvent avec un décalage dépassant 360°.

L'ensemble de ces considérations conduit à limiter l'utilisation de la modulation de fréquence aux ondes se propageant en visibilité directe, et à ne pas faire usage des possibilités des ondes d'espace. Ceci réduit évidemment l'intérêt de ce type de modulation. Même avec les ondes dont il

vient d'être question, il faut d'ailleurs éviter la réflexion possible sur les obstacles environnants ou sur des montagnes, réflexion qui introduirait une distorsion analogue à celle qui vient d'être étudiée. C'est ainsi qu'on a constaté parfois que, même sur ces fréquences très élevées, la réception était extrêmement gênée dans les zones montagneuses, bien qu'émetteur et récepteur soient en visibilité directe.

## CHAPITRE IX

### AVANTAGES ET INCONVENIENTS COMPARÉS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE ET DE LA MODULATION D'AMPLITUDE

Au terme de cet exposé des principes généraux de la modulation de fréquence, le moment est venu de récapituler les avantages et les inconvénients que présente ce type de modulation par rapport à la modulation d'amplitude classique.

Après avoir noté l'inconvénient de caractère général qui résulte d'un spectre de fréquence plus large, nécessitant des bandes passantes accrues, tant à l'émission qu'à la réception, et encombrant davantage la gamme des fréquences — inconvénient d'autant plus réduit d'ailleurs que l'on est amené à utiliser des fréquences plus élevées — on examinera successivement l'émission, la propagation et la réception.

1° *Emission.* — A l'émission, les inconvénients résident en une certaine complexité des schémas et une certaine difficulté à maintenir stable la fréquence de l'onde porteuse.

Les avantages consistent principalement dans l'amélioration du rendement et l'accroissement de la puissance moyenne que l'on peut tirer d'un appareillage déterminé. On notera, en outre, que toutes les opérations de modulation s'effectuent à de très faibles niveaux en utilisant seulement des lampes de réception, ce qui réduit quelque peu les inconvénients de la complexité des schémas, relevés ci-dessus.

D'un autre côté, une fois la modulation effectuée, le poste ne comprend que des chaînes de multiplicateurs de fréquence et d'amplificateurs fonctionnant avec de très faibles distorsions, d'une manière très stable, et possédant un très bon rendement. Pour disposer d'une série d'émetteurs de puissances échelonnées, il suffit, sans rien changer à un poste déterminé, de lui ajouter un étage amplificateur (en classe C), permettant d'atteindre la puissance du type supérieur.

2° *Propagation.* — La modulation de fréquence ne présente, dans ce domaine, que des inconvénients, qui conduisent à limiter pratiquement son emploi aux ondes se propageant en visibilité directe, et à éviter toute réflexion. Il est vrai que, d'autre part, les considérations sur la largeur du spectre orientent aussi les utilisateurs vers les très hautes fréquences.

3° *Réception.* — A la réception, un inconvénient, à vrai dire assez faible, réside dans la complication qu'entraîne la présence du ou des limiteurs et du discriminateur, ainsi que dans l'étalement de la bande passante des divers

circuits, qui peut faire perdre une partie du gain des amplificateurs.

Il est également un peu plus difficile d'adapter à un récepteur à modulation de fréquence certains dispositifs accessoires, comme les indicateurs d'accord, mais ces problèmes sont néanmoins solubles ainsi qu'on le verra au cours de l'étude de la technique des postes récepteurs.

Enfin, lors de la réception de signaux extrêmement perturbés, et si l'intensité du brouilleur dépasse, par exemple, l'intensité du signal à recevoir, ce dernier se trouve étouffé alors qu'en modulation d'amplitude il pourrait encore, dans certains cas, être perçu et interprété.

Le principal avantage est, par contre, la protection beaucoup plus grande conférée contre les brouillages, tant que le niveau de ceux-ci est un peu inférieur au niveau du signal à recevoir, ainsi que la réduction des bruits de fond en présence d'une onde porteuse de quelque intensité, ce qui permet, par exemple, d'envisager, pour la radio-diffusion, la transmission d'une gamme de fréquences de modulation plus étendue qu'en modulation d'amplitude, sans accroître outre mesure le souffle. Les distances auxquelles on peut placer les postes émetteurs fonctionnant sur la même fréquence, sans se brouiller, sont, de ce fait, plus réduites. D'autre part, l'échelle des profondeurs de modulation n'est pas limitée, comme c'est le cas en modulation d'amplitude, ce qui permet d'obtenir une échelle de niveaux sonores beaucoup plus étendue — avantage plus grand peut-être encore, au point de vue artistique, que l'accroissement de la gamme des fréquences de modulation.

L'action du limiteur égalise l'intensité de réception des diverses stations, dès que son seuil de fonctionnement se trouve atteint. Enfin, la réception d'un ensemble de stations synchrones se trouve facilitée par le phénomène très général d'étouffement des signaux les plus faibles par les signaux les plus forts.

En conclusion, si la modulation de fréquence n'est pas destinée à remplacer la modulation d'amplitude, et si, en particulier, elle doit se limiter aux cas où on ne fait pas appel aux ondes d'espace, elle présente néanmoins alors des avantages notables, qui expliquent son développement depuis quelques années, et qui permettent de bien augurer de son avenir.

# TÉCHNIQUE ET APPLICATIONS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

## CHAPITRE PREMIER

### LA TECHNIQUE DES EMETTEURS A MODULATION DE FREQUENCE

#### A. — Emetteurs de petite puissance.

On a parfois réalisé des émetteurs à modulation de fréquence de petite puissance en se bornant à faire varier la tension d'une des électrodes d'une lampe auto-oscillatrice, ce qui, moyennant des caractéristiques convenables du montage, provoque une modulation de fréquence accompagnée, d'ailleurs, d'une modulation d'amplitude. La modulation d'amplitude est ensuite supprimée par des étages limiteurs suivant l'auto-oscillateur.

Mais le dispositif de modulation à peu près exclusivement employé pour les émetteurs de petite puissance est la *lampe à réactance*, dont le fonctionnement a été étudié précédemment et dont le montage est relativement simple. La principale difficulté à laquelle on se heurte réside dans la nécessité d'effectuer un nouveau réglage de certains des éléments lorsqu'on change de lampe, les caractéristiques de cette dernière ayant une influence considérable sur le fonctionnement en réactance variable, en particulier du fait de l'intervention des capacités entre électrodes.

obtenue attaque une lampe doubleuse du type 7G7, qui fournit à son tour, dans son circuit plaque, un courant de fréquence 56 Mc/s, qui est ensuite amplifié par une lampe 7C5, transmettant les oscillations aux feeders de liaison à l'antenne. Un petit condensateur variable  $C_6$  assure le neutrodynage du dernier étage. Une lampe régulatrice R maintient constante la tension plaque des premières lampes du poste.

Un tel ensemble n'est pas notablement plus compliqué qu'un émetteur à modulation d'amplitude de caractéristiques analogues, et il permet déjà d'obtenir des résultats intéressants.

#### B. — Emetteurs de grande puissance, à auto-oscillateur.

Les émetteurs de grande puissance peuvent utiliser eux aussi le principe de la lampe à réactance, mais ils peuvent également produire la modulation de fréquence par d'autres procédés que l'on étudiera plus loin, et qui permettent de partir d'un oscillateur stabilisé par quartz.

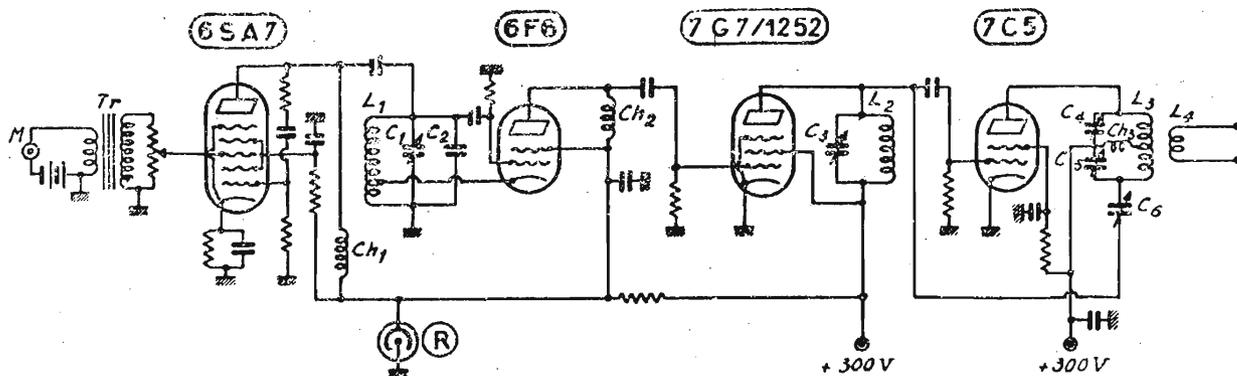


Fig. 103.

La figure 103 représente le schéma d'un petit poste émetteur fonctionnant sur une fréquence de 56 Mc/s, avec une déviation de fréquence de l'ordre de 30 kc/s. Une lampe auto-oscillatrice sur 14 Mc/s, du type 6F6, se trouve modulée en fréquence par la lampe à réactance 6SA7, attaquée par le courant du microphone M. Le circuit plaque de la lampe 6F6 comporte une self de choc  $Ch_2$ , dont le nombre de spires est réglé pour que la période propre de l'enroulement, associé aux capacités entre électrodes, corresponde à la fréquence de 28 Mc/s, faisant ainsi résonner l'harmonique 2 de la fréquence produite. La tension

Dans le premier cas envisagé ici, où un auto-oscillateur est indispensable, on s'efforce d'ailleurs de maintenir sa fréquence médiane constante par des procédés qui vont être examinés. Le modulateur est souvent du type dit « équilibré » précédemment étudié (fig. 18) et dont la figure 104 donne une réalisation particulièrement intéressante, faisant intervenir une lampe 6SC7 comme déphaseuse recevant le courant du microphone à cristal  $m$ , et deux lampes 6SA7 comme modulatrices. La lampe auto-oscillatrice 6J5 fonctionne habituellement sur une fréquence voisine de 5 Mc/s, et, dans ce cas, la self L aura, par

exemple, 32 spires de fil de cuivre émaillé de 6/10<sup>e</sup> de mm, bobinées sur un cylindre de 2,5 cm de diamètre, avec une prise à la huitième spire.

Les dispositifs de stabilisation de la fréquence médiane peuvent être de plusieurs types, dont les principaux sont passés en revue ci-dessous :

cipe de l'émetteur, qui comprend un modulateur équilibré, un auto-oscillateur sur la fréquence  $f$ , suivi d'un étage séparateur, puis de deux étages tripleurs, et, éventuellement, d'étages amplificateurs de puissance, la fréquence rayonnée ayant par conséquent la valeur  $9f$ . Après le séparateur,

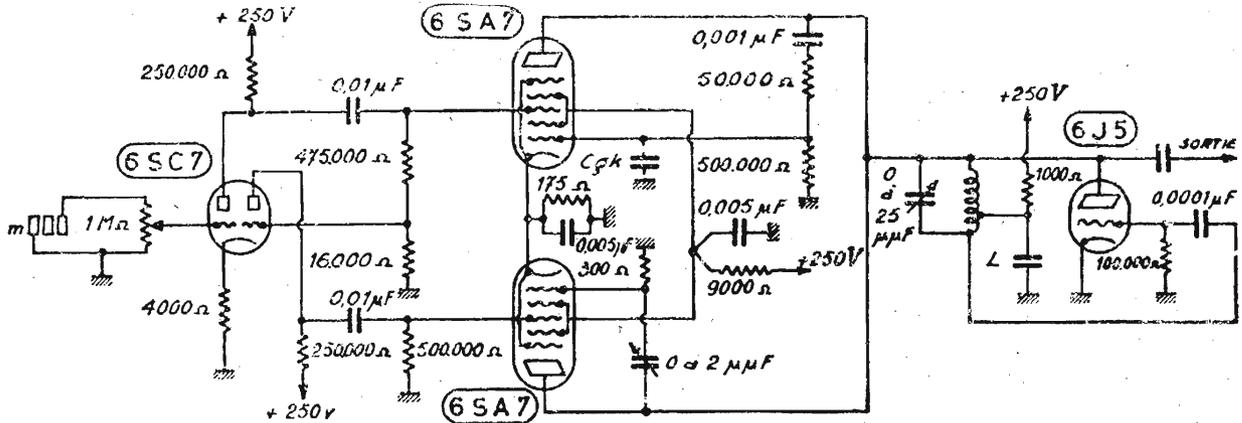


Fig. 104.

1° Système R. C. A. (Radio Corporation of America).

Ce dispositif fait appel, pour stabiliser la fréquence, à un « discriminateur » fonctionnant comme l'appareil analogue utilisé dans certains récepteurs superhétérodyne pour maintenir l'accord automatique. En l'espèce, le discriminateur

une dérivation conduit une tension à la fréquence  $f$  à un mélangeur dont une autre électrode est alimentée par un oscillateur à quartz très stable sur la fréquence  $f + 1$  Mc/s. Les battements résultants, qui ont une fréquence de 1 Mc/s (ou une fréquence voisine si, à un moment donné, l'auto-oscillateur n'a pas exactement  $f$  pour fré-

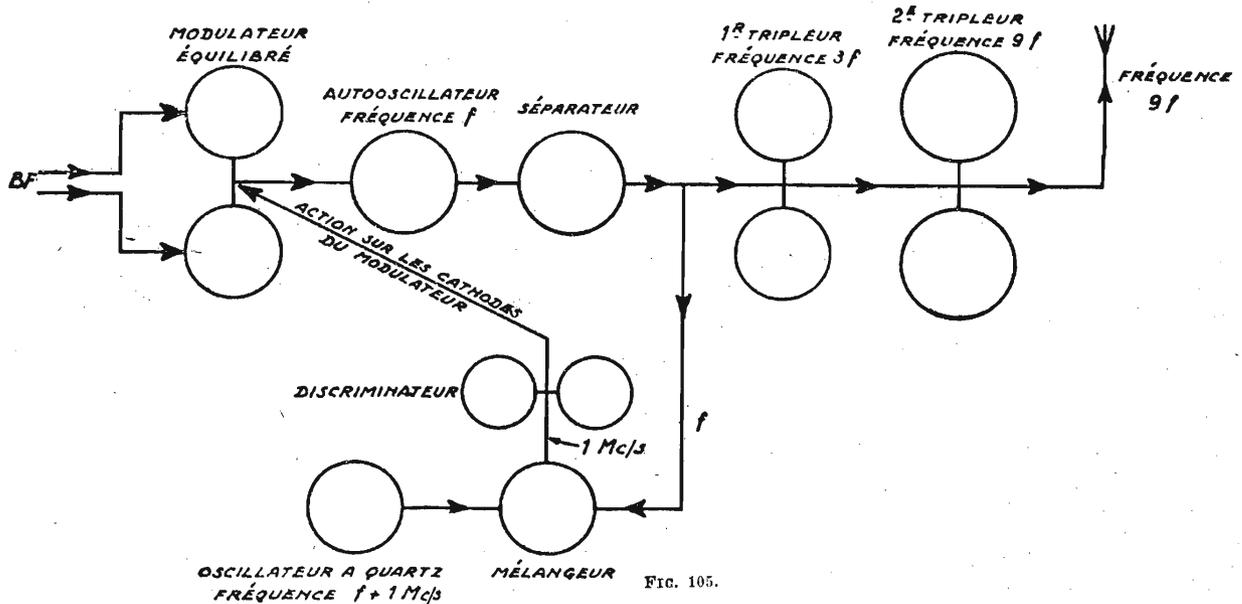


Fig. 105.

produit une tension fonction de la différence entre la fréquence médiane de l'auto-oscillateur et la fréquence d'un oscillateur à quartz parfaitement stable. Cette tension agit sur certaines électrodes des lampes du modulateur équilibré qui, à son tour, provoque la lente rectification de la fréquence médiane de l'auto-oscillateur, nécessaire pour maintenir cette fréquence constante.

La figure 105 représente la disposition de prin-

quence médiane), sont appliqués à un discriminateur accordé sur 1 Mc/s et la tension produite agit sur la cathode du modulateur équilibré de façon à maintenir en définitive constante la fréquence de l'auto-oscillateur.

2° Système G. E. Co (General Electric Cy).

Ce système, représenté par la figure 106, est assez analogue au précédent, mais le modulateur

n'est pas équilibré et les étages tripleurs sont suivis de deux étages amplificateurs de puissance fournissant à l'antenne une puissance de 250 watts sur la fréquence  $9f$ . La dérivation alimentant le mélangeur est, ici, branchée entre les deux étages de puissance et la fréquence utilisée est, par conséquent,  $9f$ . L'oscillateur à quartz

poste de 3.000 watts-antenne peut exciter un amplificateur de 50.000 watts. Enfin, un poste de 10.000 watts-antenne peut exciter un amplificateur d'une puissance supérieure à 50.000 watts, qui, en 1944, était en cours d'étude.

La figure 107 représente ces diverses combinaisons qui permettent une standardisation des éléments

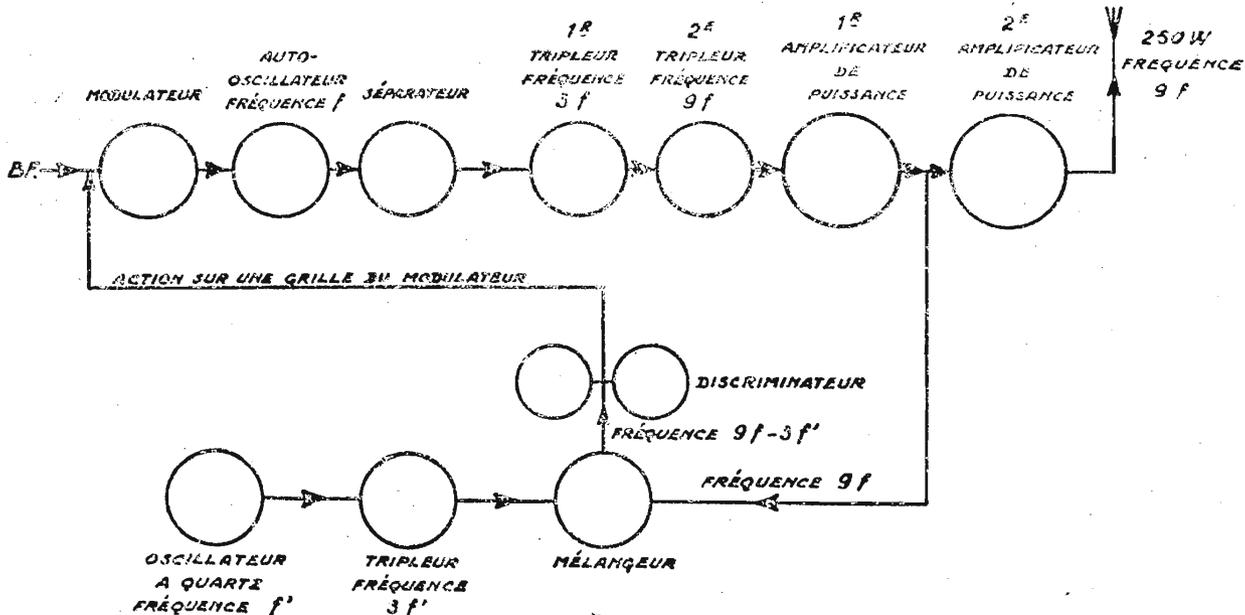


FIG. 106.

fonctionne sur une fréquence  $f'$  et est suivi d'un tripleur, ce qui fait que la fréquence des battements sortant du mélangeur est de  $9f - 3f'$ . Le discriminateur est accordé sur cette fréquence et la tension résultante agit sur l'une des grilles du modulateur pour provoquer la stabilisation de la fréquence médiane  $f$  de l'auto-oscillateur.

Un poste d'émission de 250 watts étant ainsi réalisé, il peut exciter un amplificateur de 1.000 watts constituant dès lors, un poste de 1.000 watts-antenne. Avec un amplificateur de 3.000 watts, également excitable par l'ensemble de 250 watts, on réalise un poste plus puissant. À son tour, le poste de 1.000 watts-antenne peut exciter un amplificateur de 10.000 watts, et un

ments beaucoup plus poussée que dans les émetteurs à modulation d'amplitude.

### 3° Système Western Electric.

Dans ce système, plus complexe que les précédents, la stabilisation de la fréquence médiane de l'auto-oscillateur est obtenue mécaniquement par la rotation d'un petit condensateur variable commandé par un moteur, tournant lui-même en fonction de la différence entre cette fréquence médiane et la fréquence d'un oscillateur très stable, à quartz.

Le montage est celui de la figure 108. Un auto-oscillateur symétrique oscille sur la fréquence  $f$ , et est modulé en fréquence par le modulateur équilibré habituel. L'auto-oscillateur est suivi d'un séparateur, puis d'un premier doubleur amenant la fréquence à la valeur  $2f$ , d'un second et d'un troisième doubleur amenant par conséquent la fréquence à la valeur  $8f$ . Le troisième doubleur attaque un amplificateur de puissance excitant l'antenne.

Après le séparateur, une tension à la fréquence  $f$  se trouve dérivée vers le système régulateur, où on va l'utiliser pour maintenir constante la fréquence médiane  $f$ . La fréquence  $f$  ainsi dérivée étant, d'ailleurs, modulée en fréquence, on cherche à renforcer son oscillation porteuse — qui sera celle utilisée en définitive — en réduisant la déviation de fréquence et en réduisant en même temps proportionnellement la valeur même de cette fréquence porteuse. À cet effet, le courant traverse dix diviseurs de fréquence successifs,

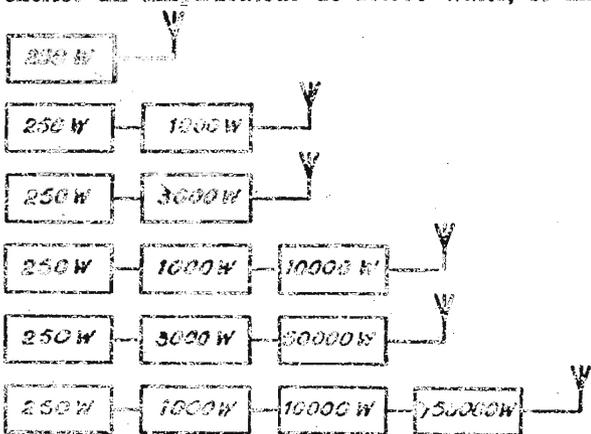


FIG. 107.

dont on donnera la constitution plus loin, chacun de ces diviseurs fournissant à sa sortie un courant de fréquence moitié de la fréquence du courant à l'entrée. La fréquence  $f$  se trouve ainsi divisée par  $2^{10}$ , c'est-à-dire par 1024. Corrélativement, la modulation de fréquence en est très réduite et l'oscillation porteuse prend une intensité relative notable. Etant donné la valeur de la fréquence  $f$ , la fréquence de cette oscillation porteuse, après passage par les diviseurs, est de 5.300 c/s environ.

D'un autre côté, une tension très stable, de fréquence voisine de 84 kc/s, est produite par un oscillateur à quartz, qui est lui-même suivi de quatre diviseurs de fréquence, analogues aux précédents, amenant la fréquence à une valeur également voisine de 5.300 c/s. Les deux tensions agissent sur un ensemble amplificateur A, constitué par quatre lampes triodes convenablement excitées, et dont les circuits-plaques renferment les bobinages du stator d'un petit moteur diphasé M, entraînant un condensateur d'accord variable

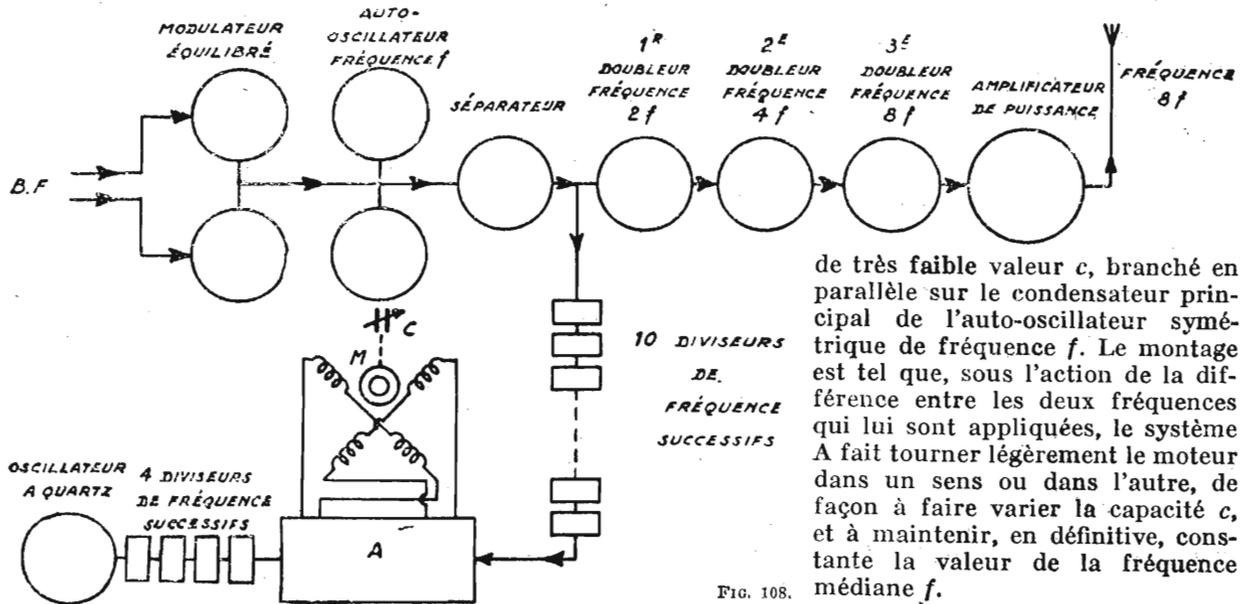


FIG. 108.

de très faible valeur  $c$ , branché en parallèle sur le condensateur principal de l'auto-oscillateur symétrique de fréquence  $f$ . Le montage est tel que, sous l'action de la différence entre les deux fréquences qui lui sont appliquées, le système A fait tourner légèrement le moteur dans un sens ou dans l'autre, de façon à faire varier la capacité  $c$ , et à maintenir, en définitive, constante la valeur de la fréquence médiane  $f$ .

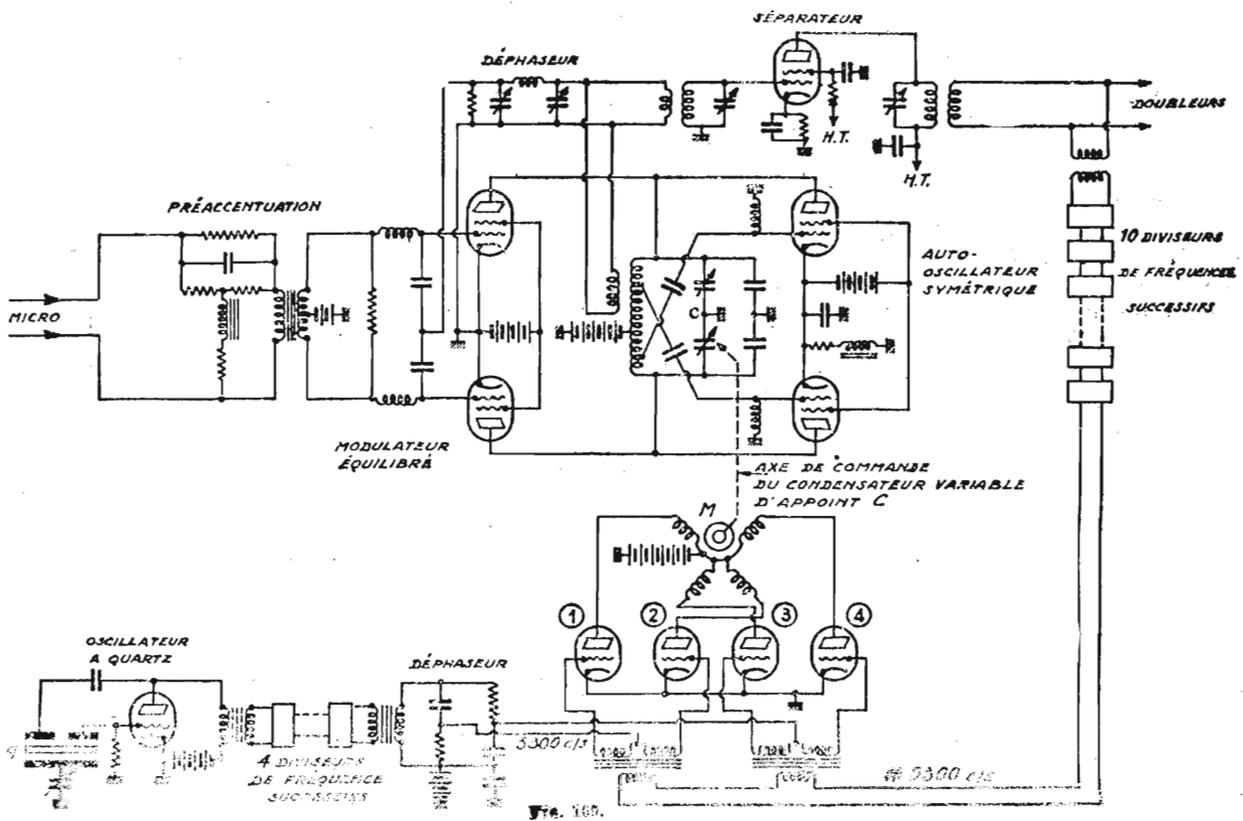


FIG. 160.

La figure 109 donne les détails du montage de l'auto-oscillateur, du modulateur équilibré, du séparateur, et du système entraînant le condensateur variable d'appoint.

On note l'ensemble produisant la « préaccen-tuation » des notes aiguës avant le modulateur équilibré. L'excitation des grilles de celui-ci par une tension de phase convenable s'effectue, non pas par un couplage direct introduisant le déphasage nécessaire comme on l'a vu précédemment, mais par un couplage inductif à l'auto-oscillateur, avec circuit de déphasage spécial. Cette disposition facilite le réglage du modulateur lorsqu'on change ses lampes, ou lorsque les caractéristiques de celles-ci viennent à varier au cours du temps. On note, d'autre part, la disposition de l'oscillateur à quartz utilisant un quartz en barreau, de fréquence très stable, et suivi des diviseurs déjà cités et d'un système déphaseur. Quant au système amplificateur A, il comprend les quatre lampes dont les grilles sont excitées de la manière suivante :

a) Par le courant provenant de l'auto-oscillateur, excitation en opposition de phase pour les lampes 1 et 2, d'une part, et pour les lampes 3 et 4, d'autre part ;

b) Par le courant provenant de l'oscillateur à quartz, excitation en parallèle des grilles des lampes 1 et 2, et excitation également en parallèle des grilles des lampes 3 et 4, ces deux groupes d'excitations étant toutefois déphasés eux-mêmes de  $\pi$  entre eux, par le système suivant l'oscillateur à quartz.

On voit facilement que le montage ainsi réalisé provoque la rotation du moteur de commande du condensateur variable dans un sens ou dans l'autre, suivant que l'une des fréquences est supérieure ou inférieure à l'autre, et que cette rotation s'arrête lorsque le condensateur a été amené dans une position telle que les deux fréquences soient égales.

Le principe des diviseurs de fréquence utilisé est intéressant : chacun comporte (fig. 110) un mélangeur recevant, d'une part, la fréquence  $f$

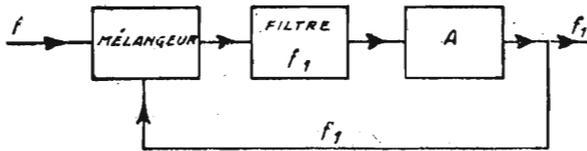


FIG. 110.

à diviser, et, d'autre part, la fréquence  $f_1$ , prélevée à la sortie du diviseur par un dispositif analogue à un système de contre-réaction. Le mélangeur est suivi d'un filtre ne laissant passer que la fréquence  $f_1$ , et d'un amplificateur A. Par principe, la fréquence de battement sortant du mélangeur est égale à  $f - f_1$ . D'autre part, le filtre ne laisse passer que la fréquence  $f_1$  et on a, par conséquent :

$$f - f_1 = f_1$$

d'où

$$f_1 = \frac{f}{2}$$

Ainsi, le système produit, dans son circuit de sortie, un courant dans lequel la fréquence  $f_1 = \frac{f}{2}$  se trouve renforcée.

Enfin, la figure 111 donne le montage du système diviseur qui utilise comme mélangeur un ensemble de quatre redresseurs secs, montés en pont, et alimentés, d'une part, par la tension prélevée après le séparateur du poste, et, d'autre part, par une tension de contre-réaction prélevée à la sortie du diviseur, après la lampe amplificatrice. Le filtre sur la fréquence de sortie est constitué simplement par un circuit oscillant inséré dans le circuit-plaque de cette lampe.

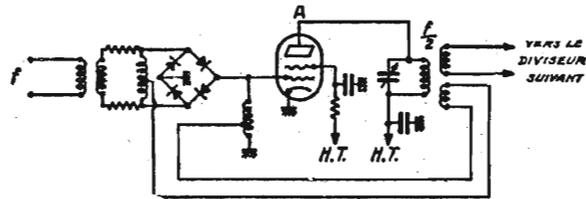


FIG. 111.

**C. — Emetteurs de grande puissance, stabilisés par quartz.**

En vue de partir d'un maître-oscillateur stabilisé par quartz — et non modulable en fréquence directement par conséquent — Armstrong, lors de ses premiers essais, a mis au point une méthode particulièrement élégante de production des oscillations modulées en fréquence, par une sorte de synthèse, en se servant des ondes latérales d'une oscillation modulée en amplitude. Très simple en théorie, le procédé conduit, dans la pratique, à des montages assez complexes, comme on le verra ci-dessous, mais, ainsi qu'on a déjà eu l'occasion de le faire ressortir, ces montages fonctionnent à de faibles niveaux de puissance, et en n'utilisant que des lampes de réception ordinaires qui peuvent, par conséquent, être rassemblées sur un certain nombre de châssis analogues aux châssis des récepteurs radioélectriques, et ne pas occuper, en définitive, un volume bien considérable, ni entraîner un prix de revient trop élevé.

On a vu précédemment que, pour les faibles taux de modulation, le spectre de la modulation de phase était identique au spectre de la modulation d'amplitude, à ceci près que les ondes latérales encadrant l'onde porteuse voyaient leurs

phases décalées de  $\frac{\pi}{2}$  par rapport à ce qu'elles

seraient en modulation d'amplitude (voir fig. 55 a et c). Dès lors, on peut obtenir une modulation de phase de faible niveau en partant d'une modulation d'amplitude, et déphasant de  $\frac{\pi}{2}$  dans le

même sens les ondes latérales. En réalité, il serait difficile de réaliser pratiquement un ensemble de circuits qui produise ce déphasage pour les ondes latérales supérieures et pour les ondes latérales

inférieures, tout en laissant inchangée la phase de l'onde porteuse. Aussi, opère-t-on d'une manière un peu différente : on sépare, dans la modulation d'amplitude initiale, d'une part, l'onde porteuse, d'autre part, l'ensemble des ondes latérales, ce qui est facile par les dispositifs de modulateurs équilibrés dus à Carson, bien connus depuis longtemps et employés dans les systèmes de transmission sans onde porteuse. Cette séparation faite, on fait tourner de  $\frac{\pi}{2}$ , au moyen d'un

circuit particulier, à large bande passante, la phase de toutes les ondes latérales, et on recombine ensuite ces ondes avec l'onde porteuse, ce qui produit ainsi le spectre de la modulation de phase désirée. Comme on veut émettre en modulation de fréquence, on passe à ce système de modulation par le dispositif déjà indiqué (fig. 10 b), et qui agit sur les diverses fréquences du courant de modulation. Ce dispositif est intercalé dans l'amplificateur basse fréquence précédant le modulateur en amplitude.

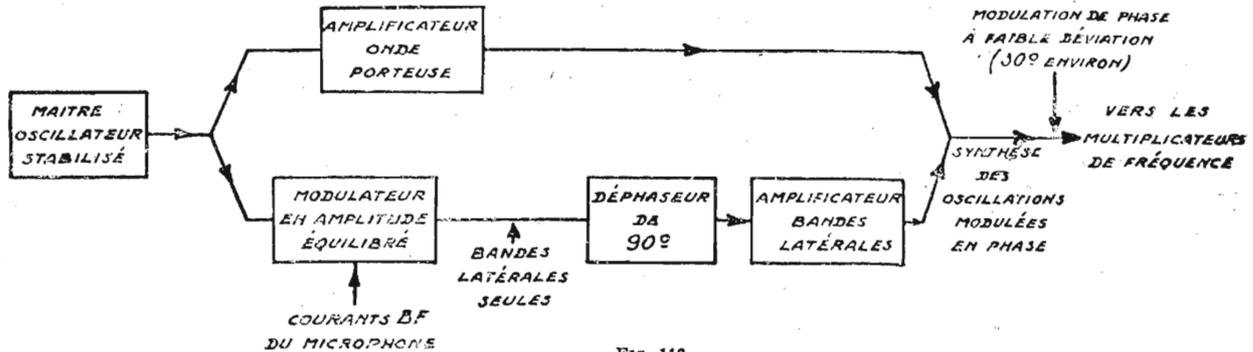


Fig. 112.

La figure 112 représente le principe du procédé de modulation d'Armstrong. La tension produite par le maître-oscillateur stabilisé est répartie entre deux branches : la branche supérieure, où elle est appliquée à un amplificateur qui donnera naissance à l'onde porteuse, et la branche inférieure qui donnera naissance aux ondes latérales. Sur cette branche inférieure, se trouve, tout d'abord, un modulateur en amplitude du type équilibré supprimant l'onde porteuse et qui reçoit les courants de basse fréquence provenant du microphone (après amplification préalable et traversée du système de résistances et de capacités destiné à modifier la courbe de réponse en basse fréquence pour passer de la modulation de phase à la modulation de fréquence). A sa sortie, on a donc seulement les bandes latérales de la modulation d'amplitude, qui sont en phase avec l'onde porteuse au moment du maximum de la modulation. L'ensemble de ces bandes latérales est

déphasé, dans le même sens, de  $\frac{\pi}{2}$  par un déphaseur spécial qui suit le modulateur équilibré, et est, ensuite, amplifié par un amplificateur. La recombinaison de ces ondes latérales déphasées avec l'onde porteuse s'effectue à la sortie de cet

amplificateur, et l'ensemble du spectre, qui est maintenant un spectre de modulation en fréquence, attaque les divers multiplicateurs de fréquence qui élèveront simultanément la fréquence de l'onde porteuse et l'indice de modulation.

La modulation doit se faire avec un très faible indice à l'origine, puisque c'est seulement dans ce cas que l'on peut négliger les ondes latérales suivant la première dans la modulation de fréquence, et que l'on a l'équivalence définie ci-dessus de la modulation de phase et de la modulation d'amplitude. C'est pourquoi le maître-oscillateur a une fréquence relativement basse de 50 ou 100 kc/s (ce qui améliore d'ailleurs sa stabilité), de façon qu'un grand nombre de multiplications successives soit nécessaire pour atteindre la fréquence que doit rayonner l'antenne, multiplications à l'issue desquelles l'indice de modulation atteindra les valeurs élevées désirées. Malgré tout, même avec le faible indice initial, l'absence des ondes latérales suivant les premières introduit une double perturbation :

a) Il en résulte, tout d'abord, dans l'onde modulée en fréquence, une certaine modulation d'amplitude sur des fréquences harmoniques de la fréquence de modulation, mais cette modulation peut être éliminée par les étages multiplicateurs de fréquence qui, étant saturés, fonctionnent en même temps comme des limiteurs d'amplitude.

b) En second lieu, l'absence des autres ondes latérales introduit une certaine distorsion de la modulation de fréquence qui, elle, ne sera pas éliminée, mais dont le niveau restera, après passage par les multiplicateurs, assez faible pour être tolérable. C'est au cours du passage par ces multiplicateurs que naissent les ondes latérales autres que les premières, et qui donnent alors un spectre de modulation de fréquence à grand indice de modulation. Le taux de distorsion résultant de l'absence à l'origine des ondes latérales supérieures aux premières a été calculé, et aussi mesuré expérimentalement, et il peut être ramené à une valeur très faible.

La figure 113 reproduit le schéma de principe de la partie initiale de l'émetteur Armstrong, où l'on voit le maître-oscillateur sur 50 ou 100 kc/s, l'amplificateur de l'onde porteuse, le modulateur équilibré alimenté par les signaux de basse fré-

quence, ayant déjà traversé le correcteur visé ci-dessus, l'amplificateur des bandes latérales et la lampe amplificatrice de sortie sur laquelle s'é-

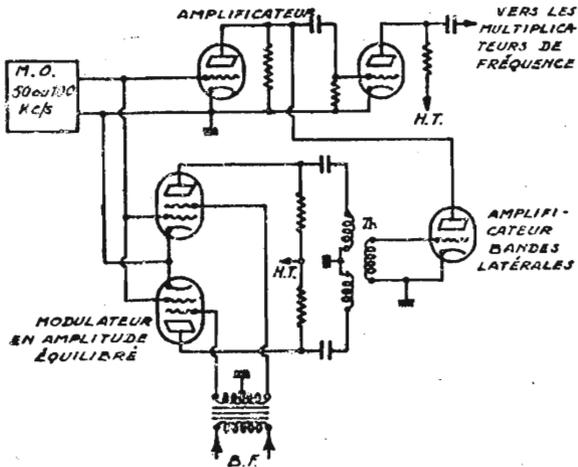


Fig. 118.

fectue la combinaison de l'onde porteuse et des bandes latérales.

Pratiquement, le déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  des ondes latérales est ici obtenu par le couplage des enroulements du transformateur Tr. Cette façon de

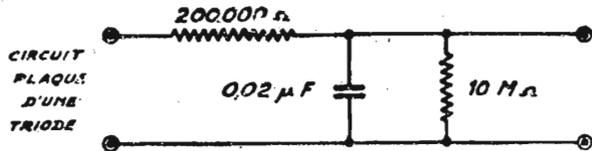


Fig. 114.

procéder introduit, toutefois, une distorsion supplémentaire due au fait qu'étant donnée la valeur relativement faible de la fréquence porteuse par rapport aux fréquences de modulation, le spectre

est proportionnelle à la fréquence des oscillations, cette force électromotrice sera relativement plus grande pour les fréquences les plus élevées (par conséquent pour l'extrémité supérieure de la bande latérale supérieure). On remédie à cette distorsion par un circuit comprenant diverses résistances et capacités, que l'on place immédiatement avant les multiplicateurs de fréquence.

La figure 114 reproduit l'ensemble pratiquement utilisé dans l'amplificateur basse fréquence précédant le modulateur pour obtenir le passage de la modulation de phase à la modulation de fréquence. Cet ensemble réduit l'amplification des fréquences élevées à peu près proportionnellement à la fréquence (1).

Pratiquement, les émetteurs utilisant le système de modulation Armstrong, ont été réalisés sous trois variantes successives :

1° *Système Armstrong « Première manière ».*

La figure 115 représente la disposition schématique, où l'on reconnaît les éléments initiaux qui ont déjà été énumérés, l'oscillateur stabilisé ayant une fréquence de 200 kc/s. Après recombinaison de l'onde porteuse et des ondes latérales et passage dans un séparateur, les oscillations attaquent un premier groupe de 4 doubleurs successifs, élevant la fréquence à 3.200 kc/s, puis un second groupe de 2 autres doubleurs élevant la fréquence à 12.800 kc/s.

Si l'on continuait ainsi, on arriverait toutefois à la fréquence qui doit être rayonnée par l'antenne, sans avoir obtenu un indice de modulation assez élevé, cet indice ne devant être atteint que sur une fréquence porteuse beaucoup plus grande. Il n'est pas possible, d'autre part, d'accroître l'indice de modulation initial sans introduire une distorsion. L'artifice extrêmement ingénieux qui est alors utilisé fait appel aux propriétés déjà signalées du changement de fréquence, qui modifie la fréquence de l'onde porteuse sans modifier la déviation de fréquence et sans chan-

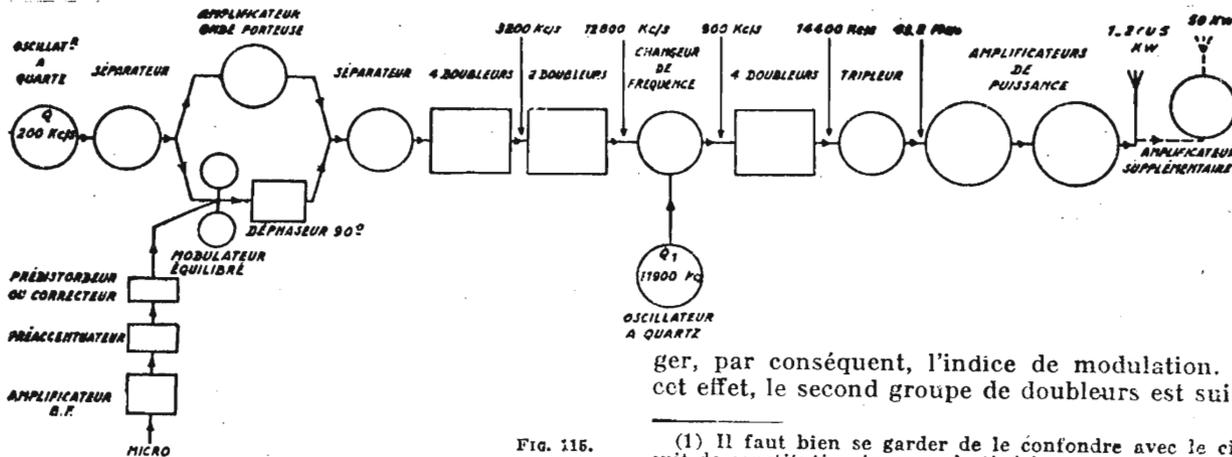


Fig. 115.

des ondes latérales que transmet ce transformateur Tr s'étend sur une très grande largeur relative. Comme, toutes choses égales d'ailleurs, la force électromotrice induite dans son secondaire

ger, par conséquent, l'indice de modulation. A cet effet, le second groupe de doubleurs est suivi

(1) Il faut bien se garder de le confondre avec le circuit de constitution inverse, destiné à provoquer la « préaccentuation », dont les valeurs des résistances et des capacités sont plus faibles, et qui n'agit, pratiquement, qu'à partir de 1.000 ou de 1.500 c/s, pour relever alors le niveau des notes plus aiguës à peu près proportionnellement à leur fréquence (voir Première Partie, chapitre V, paragraphe E).

d'un changeur de fréquence qui reçoit, d'une part, la tension modulée en fréquence, et, d'autre part, la tension d'un oscillateur local très stable, de fréquence 11.900 kc/s. Il en résulte des batte-

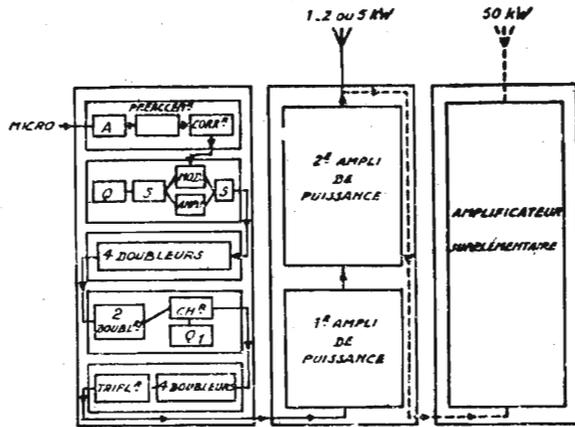


Fig. 115 bis

ments à la fréquence de 900 kc/s, qui sont, eux-mêmes, modulés en fréquence avec la même déviation et le même indice que les oscillations provenant des doubleurs. On reprend, alors, la multiplication de fréquence en partant de cette fréquence de 900 kc/s, et excitant 4 doubleurs successifs et un tripler, ce qui conduit à la fréquence de  $900 \times 48 = 43.200$  kc/s que doit rayonner l'antenne avec, cette fois, un indice de modulation suffisant. Deux étages amplificateurs de puissance terminent le poste qui, suivant les lampes utilisées, peut donner 1, 2 ou 5 kW dans l'antenne. L'adjonction d'un étage de puissance supplémentaire permet de porter la puissance à 50 kW.

La figure 115 bis donne la disposition des éléments d'un tel émetteur, en trois baies, réalisé aux Etats-Unic par les Etablissements REL. On voit que l'ensemble modulateur et multiplicateur est groupé dans une première baie, où il tient relativement peu de place. Les deux premiers étages de puissance occupent une seconde baie, et l'étage de 50 kW éventuel, une troisième.

2° *Système Armstrong « Deuxième manière ».*  
La stabilité de l'onde produite par l'émetteur qui vient d'être décrit dépend évidemment, d'une part, de la stabilité de l'oscillateur initial Q, et, d'autre part, de la stabilité de l'oscillateur de changement de fréquence Q<sub>1</sub>. Soit ε la variation maxima de fréquence de l'oscillateur Q et ε<sub>1</sub> celle de l'oscillateur Q<sub>1</sub>. Si k est le coefficient de multiplication de fréquence suivant l'oscillateur Q, la variation de fréquence émise, due à l'instabilité de ce premier oscillateur sera kε ; de même, si k<sub>1</sub> est le coefficient de multiplication de fréquence (inférieur au précédent) suivant l'oscillateur Q<sub>1</sub>, la variation de la fréquence émise due à ce second oscillateur sera k<sub>1</sub>ε<sub>1</sub>.

L'instabilité totale du poste s'obtiendra en ajoutant les instabilités précédentes, mais cette addition devra se faire avec les valeurs absolues des instabilités, puisque, à un moment donné, la fréquence de Q peut augmenter, tandis que la fréquence de Q<sub>1</sub> peut diminuer. L'instabilité totale sera donc |kε| + |k<sub>1</sub>ε<sub>1</sub>|. Elle serait moindre si les variations de la fréquence de l'oscillateur Q<sub>1</sub> étaient liées à celles de l'oscillateur Q, de façon que, lorsque l'un des oscillateurs voit sa fréquence augmenter, la fréquence de l'autre s'accroisse aussi. Les battements résultants conserveraient une valeur qui pourrait être alors presque constante.

On se rapproche de ce résultat, dans un second type d'émetteur Armstrong, où les oscillations du second oscillateur, au lieu d'être stabilisées par quartz, sont obtenues en partant de l'oscillateur Q, par une chaîne spéciale de doubleurs ou de tripleurs de fréquence, sans aucune modulation évidemment. La fréquence de Q<sub>1</sub> se trouve, par suite, rigoureusement liée à celle de Q. La stabilité des battements résultants est presque parfaite ; elle n'est toutefois pas absolue, puisque le coefficient de multiplication de fréquence de la chaîne initiale, comportant la modulation, doit être supérieur au coefficient de multiplication de fréquence de la chaîne reliant, sans modulation, Q<sub>1</sub> à Q (la fréquence de 11.900 kc/s de Q<sub>1</sub> devant être nécessairement différente de la fréquence de 12.800 kc/s résultant de la première chaîne, pour

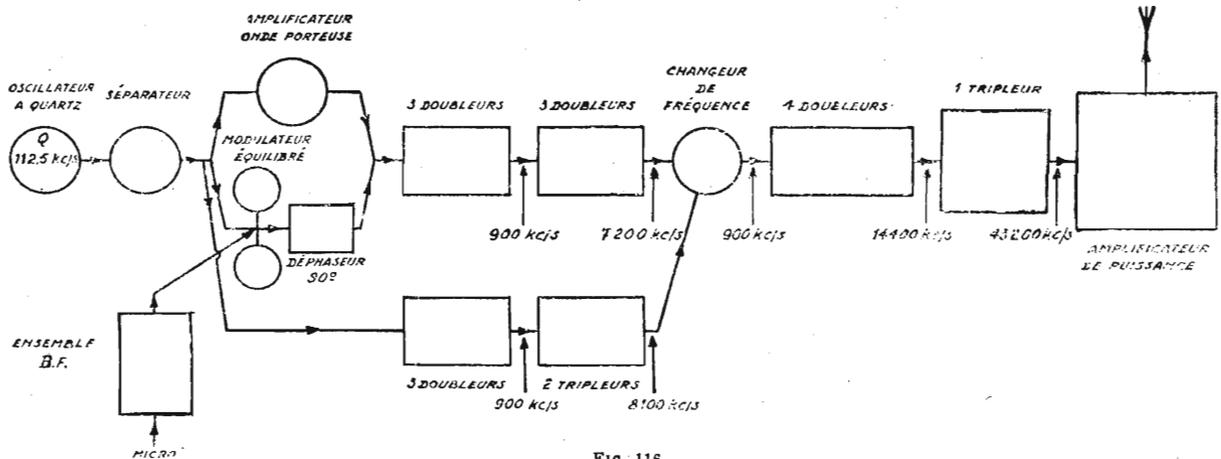


Fig. 116

que le changeur de fréquence produise bien les battements désirés à la fréquence de 900 kc/s). Le dispositif procure, néanmoins, une amélioration appréciable de la stabilité.

La figure 116 donne le schéma d'un tel poste, un peu différent du précédent, et dans lequel on part d'un quartz Q sur 112,5 kc/s. On voit les deux chaînes d'amplification, l'une avec modulation, comportant deux groupes de trois doubleurs amenant la fréquence à 7.200 kc/s, et l'autre sans modulation, comportant un groupe de trois doubleurs et un groupe de deux tripleurs amenant la fréquence à 8.100 kc/s. Les battements résultant sur 900 kc/s sont appliqués à quatre doubleurs successifs et à un tripleur, fournissant, enfin, la fréquence de 43.200 kc/s, qui doit être rayonnée par l'antenne, et sur laquelle fonctionne l'amplificateur de puissance.

3° Système Armstrong « Troisième manière ».

Ce système dérive du précédent, en utilisant deux chaînes d'amplification et de multiplication, toutes deux modulées en fréquence, avec des modulations déphasées entre elles de  $\pi$ . Dès lors, la recombinaison des oscillations dans le mélangeur produit, en plus, un doublement de la déviation de fréquence, comme on le verra ci-dessous. L'ensemble est particulièrement ingénieux, et bien caractéristique de l'évolution qui se produit dans la réalisation technique d'un appareil déterminé, lorsque cet appareil fait l'objet de nombreuses études, apportant chacune un certain perfectionnement.

La figure 117 fournit le schéma de principe de l'appareil. L'oscillateur initial, stabilisé par quartz sur la fréquence de 190 kc/s, est suivi d'un étage séparateur, puis du système modulateur comportant un modulateur en amplitude équilibré supprimant l'onde porteuse, le système de déphasage de 90° des bandes latérales, et le système de recombinaison de ces bandes avec le courant porteur prélevé directement sur le séparateur. Cette recombinaison s'effectue, d'une manière qu'on précisera plus loin, de façon à obtenir séparément les deux oscillations modulées en fréquence avec le même indice, mais avec des phases de la modulation opposées entre elles.

Ces oscillations traversent successivement quatre tripleurs, élevant, par conséquent, la fréquence porteuse à 15.390 kc/s. Celles provenant de la chaîne supérieure sont alors appliquées à un changeur de fréquence dont l'oscillateur local, très bien stabilisé par quartz, fonctionne sur 1.000 kc/s. Les battements résultants ont une fréquence de 14.390 kc/s, et ils sont appliqués à un second changeur de fréquence recevant, d'autre part, les oscillations à 15.390 kc/s de la chaîne inférieure. Il en résulte des battements sur la fréquence de 1.000 kc/s, qui sont modulés en fréquence avec une déviation double de la déviation précédemment obtenue sur les deux chaînes après le quatrième tripleur, le doublement de cette déviation étant la conséquence du fait que la phase de la modulation sur les deux chaînes est opposée (si les modulations sur les deux chaînes étaient en phase, les oscillations sortant du second changeur de fréquence n'auraient évidemment aucune modulation).

Soient en effet  $f$  et  $f'$  les deux fréquences porteuses appliquées au second changeur. Si  $\Delta f$  est la déviation de fréquence, la fréquence instantanée de la première oscillation varie entre  $f - \Delta f$  et  $f + \Delta f$ , tandis que celle de la seconde oscillation, aux instants correspondants, prendra les valeurs  $f' + \Delta f$ , et  $f' - \Delta f$ . Les battements résultants varieront donc entre  $f - f' - 2\Delta f$  et  $f - f' + 2\Delta f$ , ce qui met en évidence le doublement de la déviation, et, partant, de l'indice.

Pour qu'il n'y ait pas de déformation, il faut évidemment qu'à aucun moment la fréquence instantanée de l'oscillation dont la fréquence médiane est la plus basse, ne dépasse la fréquence instantanée de l'oscillation dont la fréquence médiane est la plus haute, ce qui produirait un doublement de la fréquence de modulation. On se convaincra immédiatement, d'après les valeurs figurant sur le schéma de la figure 117, que cette condition est amplement satisfaite en l'espèce.

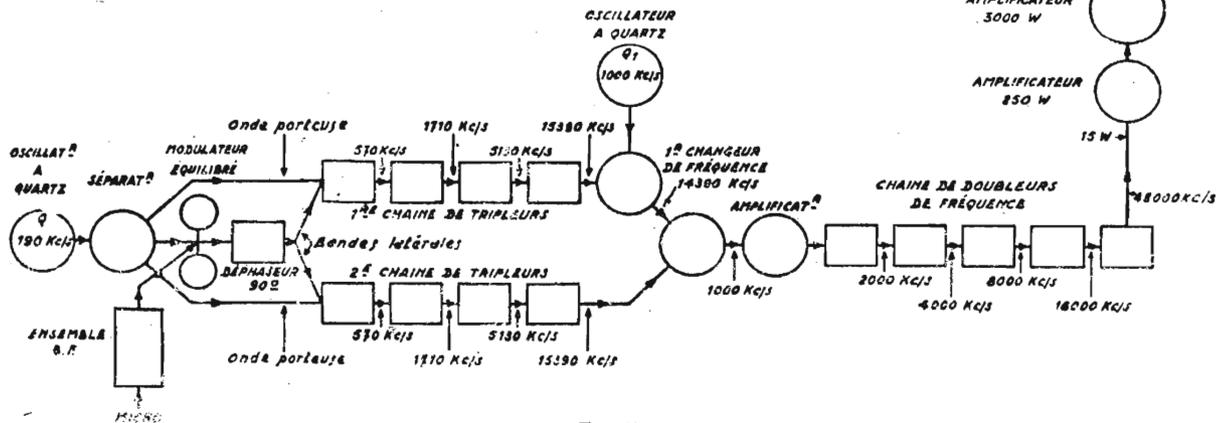


Fig. 117.

Après le second changeur de fréquence, un étage amplificateur-séparateur transmet les oscillations à une chaîne de quatre doubleurs successifs, puis à un tripleur portant la fréquence à la valeur qui doit être rayonnée, soit 48.000 kc/s. La puissance, à la sortie de ce tripleur, est de 15 watts, et elle excite un étage amplificateur de 250 watts, suivi lui-même d'un premier étage de puissance de 3.000 watts, qui attaque l'étage de sortie de 50 kW.

La figure 118 donne le détail de la partie initiale du poste, avec le maître-oscillateur sur 190 kc/s et l'étage séparateur suivi du système modulateur. Ce système est constitué par un ensemble équilibré de deux lampes 6SJ7, aitaquées en opposition de phase sur les grilles de commande et modulées également en opposition de phase sur les grilles-écrans, tandis que les plaques attaquent en parallèle le circuit de sortie. L'amplificateur de modulation comporte un premier étage à triode 6C5, dont l'utilisation est facultative, suivi d'un second étage inverseur de phase et d'un étage de puissance alimentant le transformateur de couplage au modulateur. Le commutateur  $i$  permet, à volonté, de mettre en service le premier étage amplificateur ou de le supprimer, ou de réduire encore le gain par une prise intermédiaire sur le transformateur d'entrée.

Dans le modulateur, le déphasage de  $90^\circ$  des bandes latérales n'est plus produit, comme dans les cas précédents, par un couplage inductif, mais bien par un ensemble de circuits déphaseurs, plus aisément réglables.

A la sortie du modulateur, se produit la recombinaison des bandes latérales et de l'oscillation

porteuse, pour attaquer les deux lampes triplées de fréquence 6SJ7, qui donneront, dans leur circuit-plaque, du courant sur la fréquence de 570 kc/s. Cette attaque s'effectue de la façon suivante :

a) En opposition de phase sur les grilles de commande des deux lampes, pour les oscillations porteuses, qui sont transmises directement, depuis la sortie du séparateur, par des résistances de couplage  $r_1$  et  $r_2$  ;

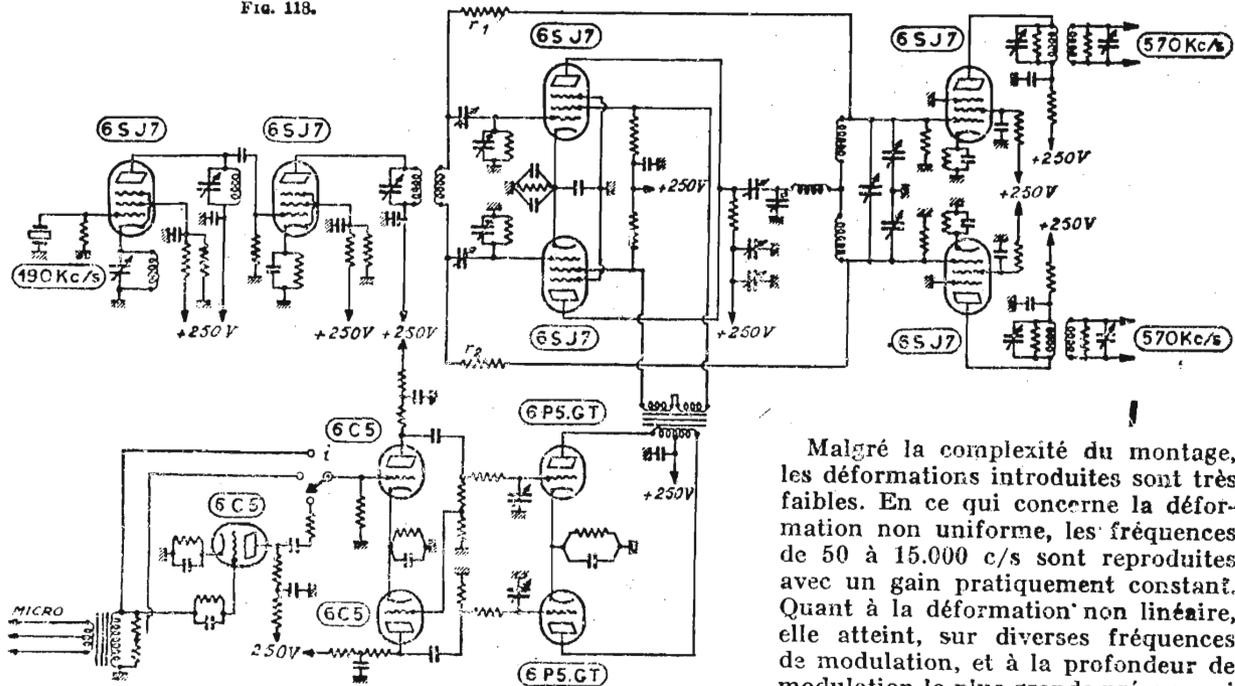
b) En phase sur les grilles de commande, pour les bandes latérales, transmises par le circuit déphaseur.

Si l'on considère les deux spectres des oscillations transmises à la lampe supérieure et à la lampe inférieure, on constate que les vecteurs correspondant aux ondes latérales sont en phase et que ceux correspondant à l'onde porteuse sont en opposition entre eux : l'effet est le même que si la modulation de fréquence était déphasée de  $\pi$  d'une lampe à l'autre.

Enfin, les polarisations des cathodes des deux lampes sont telles que le triplage de fréquence s'effectue et que l'on recueille, sur le transformateur de sortie, la fréquence de 570 kc/s.

On notera le nombre des réglages possibles et, en particulier, les ensembles de condensateurs répartis un peu partout dans le schéma pour équilibrer les capacités de certaines électrodes des lampes ou de certains éléments des circuits, tant, d'ailleurs, en haute fréquence qu'en basse fréquence, ainsi que les résistances qui amortissent les transformateurs de sortie pour leur donner une bande passante suffisante. Les systèmes de « préaccentuation » et de correction pour passer de la modulation de phase à la modulation de fréquence, ne sont pas représentés sur la figure 118.

Fig. 118.



Malgré la complexité du montage, les déformations introduites sont très faibles. En ce qui concerne la déformation non uniforme, les fréquences de 50 à 15.000 c/s sont reproduites avec un gain pratiquement constant. Quant à la déformation non linéaire, elle atteint, sur diverses fréquences de modulation, et à la profondeur de modulation la plus grande prévue, qui

correspond à une déviation de 75 kc/s, les valeurs suivantes :

Fréquence de modulation en c/s	Distorsion non linéaire en %
50	1,5
100	1,2
400	1
1.000	0,8
5.000	0,7
7.500	1

Enfin, le bruit de fond du poste complet est à un niveau de 70 décibels au-dessous du niveau du signal pour l'indice de modulation maximum.

#### D. — Emploi de la contre-réaction.

Il a été déjà indiqué que la principale distorsion non linéaire, affectant les postes émetteurs à modulation de fréquence, trouvait sa source dans le modulateur. On peut la réduire par des dispositifs de contre-réaction appliquant des principes généraux analogues à ceux utilisés en modulation d'amplitude, mais agissant sur la variation de fréquence instantanée de l'oscillateur modulé. A cet effet, on prélève une tension modulée en un point déterminé de la chaîne d'amplification et de multiplication qui suit le modulateur, et on l'applique à un discriminateur. Le courant sortant de celui-ci, et qui reproduit le courant de modulation, est appliqué au modulateur de façon à réduire l'amplitude des variations de la fréquence instantanée. Pour maintenir le même indice de modulation, il est, dès lors, nécessaire d'augmenter la tension de modulation provenant du microphone, mais cette augmentation ne s'accompagne pas d'une déformation plus grande si l'amplificateur basse fréquence est convenablement réalisé, et étant donné surtout qu'il s'agit de niveaux d'énergie toujours relativement très faibles.

L'effet produit est double :

a) Les déformations non linéaires, qui ont pu être introduites par le modulateur lui-même, sont réduites ;

b) Les modulations parasites dues à des bruits de fond ou à des causes accessoires (telles que le mauvais filtrage d'une tension d'alimentation), sont également diminuées, et sensiblement dans la proportion dans laquelle a dû être augmenté la tension normale de modulation pour maintenir constant l'indice de modulation, après mise en service du système de contre-réaction.

Les « chaînes de contre-réaction » ainsi réalisées et comprenant un discriminateur, peuvent, suivant le cas, englober un nombre plus ou moins grand d'étages du poste. Parfois, on fait même usage de plusieurs chaînes, l'une prélevant la tension un ou deux étages seulement après le modulateur, l'autre la prélevant beaucoup plus près de l'antenne.

#### E. — Les antennes d'émission.

En principe, les postes à modulation de fréquence ne nécessitent pas d'antenne particulière, car, bien que plus large qu'en modulation d'amplitude, la bande de fréquence émise n'atteint pas les valeurs obtenues en télévision, où le problème de la bande passante de l'antenne devient parfois difficile, et conduit à utiliser des antennes en volume. Il suffit ici d'employer simplement des antennes ordinaires, d'un modèle bien adapté à la fréquence à émettre. La résistance de rayonnement de ces antennes est, en général, suffisante pour procurer la bande passante souhaitée. Très souvent, on utilise l'antenne en doublet, à polarisation horizontale, que la figure 119 représente en plan, avec son diagramme de rayonnement, l'intensité du champ dans la direction OZ étant proportionnelle à OR. Fréquemment, le doublet horizontal est complété par un réflecteur CD et un directeur EF (fig. 120), procurant un rendement amélioré dans la direction Of.

La radiodiffusion de haute qualité en modulation de fréquence a, toutefois, donné lieu à la naissance d'antennes un peu particulières, destinées à rayonner, d'une manière sensiblement uniforme, sur tout l'horizon, des ondes polarisées horizontalement (ce qui est un peu plus compliqué que pour rayonner de la même façon des ondes polarisées verticalement).

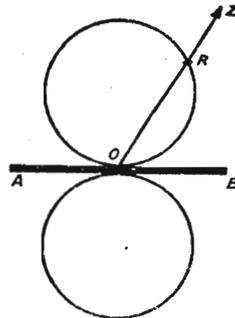


FIG. 119.

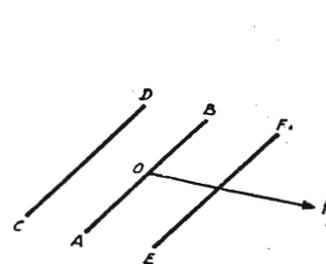


FIG. 120.

On peut, à cet effet, utiliser un ensemble de deux doublets horizontaux, perpendiculaires l'un à l'autre AB et CD (fig. 121). Si ces doublets sont alimentés en phase, les rayonnements de la figure 119 s'ajoutent géométriquement et donnent une répartition de l'énergie qui, sans être absolument constante dans tous les azimuts, est néanmoins satisfaisante. Mais il est plus avantageux d'alimenter les doublets avec un déphasage de  $\frac{\pi}{2}$ , ce qui produit alors, comme on le sait, un champ tournant assurant une répartition de l'énergie tout à fait uniforme sur l'horizon (fig. 122).

Ce dernier dispositif a donné naissance à l'antenne « moulinet » des Américains, constituée par une série d'ensembles de doublets horizontaux, perpendiculaires entre eux, décalés d'une demi-longueur d'onde en hauteur, les doublets d'un groupe déterminé étant alimentés en qua-

drature, et une inversion des feeders s'effectuant entre un groupe et le groupe supérieur, de façon à alimenter en phase les doublets parallèles entre eux (fig. 123).

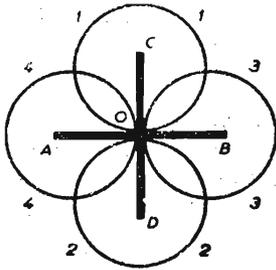


Fig. 121.

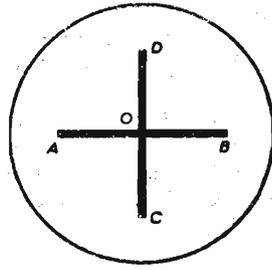


Fig. 122.

Un tel ensemble a pour avantage de concentrer l'énergie sur l'horizon ; on emploie, à cet effet, soit quatre groupes de doublets superposés, soit six groupes.

Des antennes dites « circulaires » ont été également utilisées ; ce sont des antennes à ondes progressives, découlant de l'antenne « trombone » due à Lehmann, et représentée sur la figure 124. On sait que cette antenne, lorsqu'elle est réalisée, comme sur la figure 124, pour une polarisation verticale, rayonne sur tout l'horizon. La théorie élémentaire est basée sur le fait que, au moment, par exemple, où un zéro de l'onde progressive se trouve au coude inférieur de l'antenne, les éléments  $\alpha$  et  $\beta$  sont parcourus par des courants égaux, se dirigeant, par exemple, tous deux, vers le haut, et dont les effets s'ajoutent.

Dès lors, si, disposant l'antenne horizontalement, on la recourbe, comme l'indique la figure 125, on obtient un rayonnement polarisé

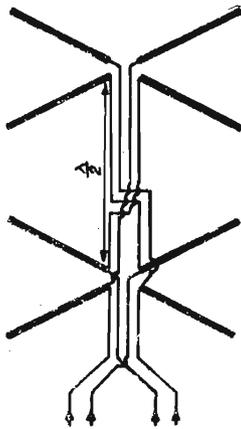


Fig. 123.

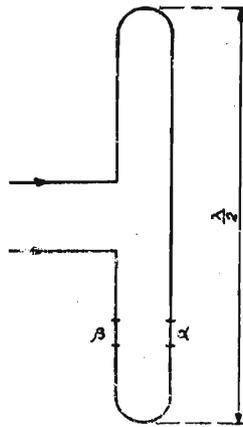


Fig. 124.

horizontalement et sensiblement constant sur tout l'horizon. En général, on dispose plusieurs de ces antennes, alimentées par un feeder, les unes au-dessus des autres, de façon à concentrer le rayonnement sur l'horizon, comme précédemment. Pour éviter un couplage inductif entre les éléments superposés, on écarte d'ailleurs souvent ceux-ci, d'une longueur d'onde et non pas d'une demi. Dans ces conditions, pour ne pas

atteindre des dimensions exagérées, le nombre des éléments ne dépasse pas quatre.

On a aussi utilisé des antennes circulaires à ondes stationnaires donnant alors un rayonnement horizontal, représenté par une série de lobes, qui paraissent toutefois moins avantageuses que les précédentes.

Mais l'une des antennes les plus intéressantes dans sa conception et dans sa réalisation, est l'antenne dite en « carré », constituée par un certain nombre d'éléments superposés dont l'un est représenté en plan sur la figure 126. Cet élément comprend quatre doublets disposés suivant les quatre côtés d'un carré, et alimentés de façon à vibrer dans les conditions de la figure. On voit facilement que, vers le haut par exemple, les doublets AB et CD ajoutent leur action, puisque la

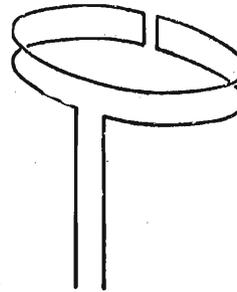


Fig. 125.

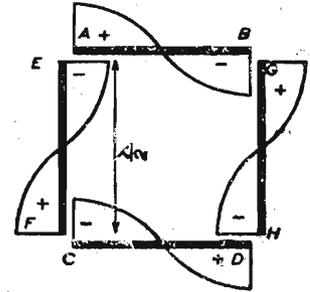


Fig. 126.

distance de  $\frac{\lambda}{2}$  qui les sépare permet aux ondes de rattraper la différence de phase de  $\pi$  de leurs excitations, et qu'il en est de même dans la direction horizontale pour les doublets EF et GH. Dès lors,

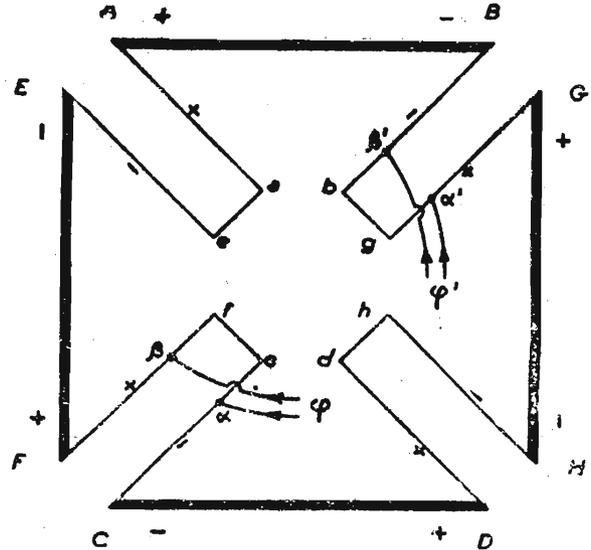


Fig. 127.

le système donne un rayonnement sensiblement constant sur l'ensemble de l'horizon.

Pour assurer l'excitation des doublets, on les réunit par des conducteurs représentés sur la figure 127 et sur lesquels se répartit une demi

longueur d'onde, de façon à obtenir les phases d'alimentation convenables. Deux de ces conducteurs opposés sont alimentés en  $\alpha\beta$  et en  $\alpha'\beta'$  par les feeders amenant l'énergie, la position des points  $\alpha\beta$  et  $\alpha'\beta'$  permettant l'adaptation des feeders au système rayonnant. Il résulte de cette disposition que les éléments *ea*, *bg*, *hd*, *cf* de l'antenne sont à un même potentiel qui peut être celui du sol, et que l'on peut, dès lors, les relier à la tour métallique supportant l'ensemble. Le dispositif de la figure 127 sera donc entièrement

constitué de tubes métalliques soudés, aux points qui viennent d'être indiqués, sur le pylône, et n'utilisera, en conséquence, aucun isolateur. Cette tendance est bien caractéristique de l'évolution actuelle des idées concernant les antennes, pour les ondes très courtes.

En général, on superpose quatre ensembles analogues à celui de la figure 127, en les séparant d'une demi-longueur d'onde ou d'une longueur d'onde.

CHAPITRE II

LA TECHNIQUE DES RECEPTEURS A MODULATION DE FREQUENCE

A. — Constitution des récepteurs.

Les récepteurs à modulation de fréquence sont, le plus souvent, du type super-hétérodyne et comprennent un amplificateur haute fréquence, un changeur de fréquence, un amplificateur moyenne fréquence à bande passante convenable, un ou plusieurs limiteurs et le discriminateur, suivi d'un amplificateur basse fréquence. Pour les récepteurs de radiodiffusion, la valeur de la moyenne fréquence est assez généralement de 4,3 Mc/s ou de 5,38 Mc/s, lorsqu'on désire une grande sensibilité. Lorsque, préférant négliger la sensibilité, on cherche à accroître la bande passante, on adopte alors plutôt les valeurs de 8,26 ou de 11,45 Mc/s.

tefois, certains récepteurs comportent un dispositif analogue, servant au réglage automatique du gain des premiers étages amplificateurs, ceci en vue d'éviter la saturation de ces étages sous l'action de signaux trop intenses. Dans ce cas encore, on peut, pour actionner ce système de réglage, utiliser un détecteur spécial ou se servir de la composante continue de la tension apparaissant aux bornes de la résistance du limiteur.

A titre d'indication, on décrira sommairement trois récepteurs classiques à modulation de fréquence : un récepteur américain du type dit « récepteur de communications », un récepteur de

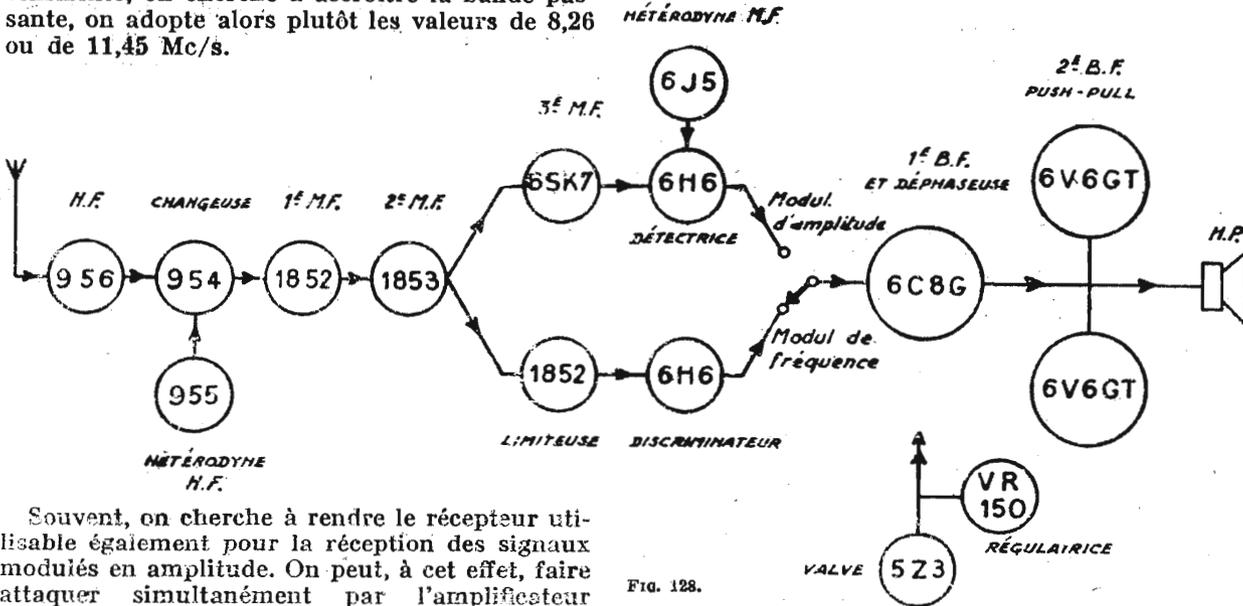


Fig. 128.

Souvent, on cherche à rendre le récepteur utilisable également pour la réception des signaux modulés en amplitude. On peut, à cet effet, faire attaquer simultanément par l'amplificateur moyenne fréquence un discriminateur et un détecteur ordinaire ; mais on peut aussi adopter la solution simplifiée, qui consiste à utiliser comme détecteur le limiteur précédant le discriminateur. Il suffit, en effet, de prélever la tension apparaissant aux bornes de la résistance de ce limiteur — tension qui, pour des signaux modulés en amplitude, se trouve reproduire cette modulation — et de l'amplifier convenablement en basse fréquence.

Etant donné les ondes employées et l'absence d'évanouissement, il n'est, en général, pas nécessaire d'utiliser des dispositifs « antifading ». Tou-

radiodiffusion de haute qualité, et un récepteur professionnel français.

1° Récepteur Hallicrafter S.36.

C'est là probablement le premier récepteur à modulation de fréquence construit en série (tout d'abord sous le nom de SX27), et amélioré ensuite sous la dénomination S.36. Il est également utilisé par l'armée américaine sous la dénomination SCR.607, pour les écoutes générales en modulation de fréquence.

L'appareil comporte trois gammes de fréquence

(27,8 à 47 Mc/s, 46 à 82 Mc/s, 82 à 143 Mc/s), et le schéma 128 en donne la constitution. On y trouve un étage haute fréquence à lampe gland 956, un étage changeur de fréquence à lampe gland 954, excité par une oscillation locale produite par une triode gland 955, un amplificateur

non représenté, permet de faire varier le circuit shuntant le primaire du transformateur de sortie, et les caractéristiques du circuit de contre-réaction en basse fréquence.

On voit qu'une partie de la résistance du limiteur est utilisée pour obtenir une certaine

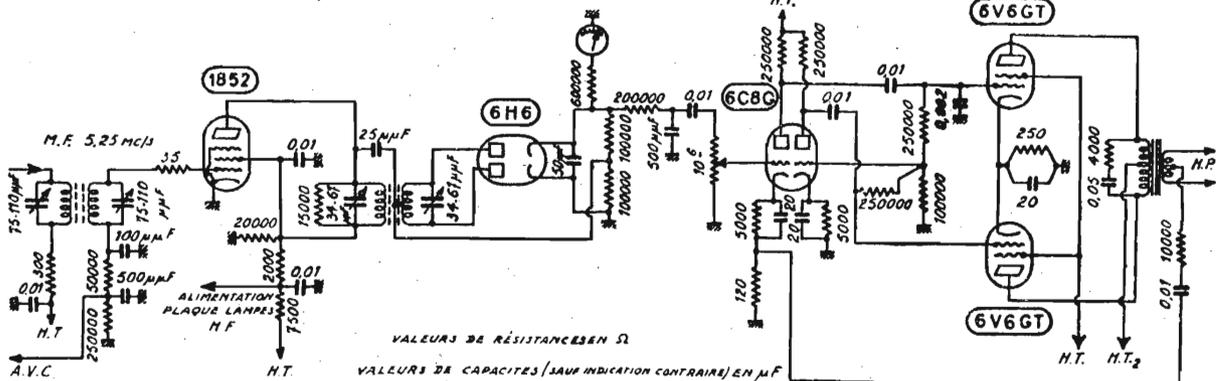


Fig. 129.

moyenne fréquence sur 5,25 Mc/s utilisant une lampe 1852 et une lampe 1853, au delà de laquelle deux voies s'ouvrent aux signaux, suivant que l'on veut recevoir de la modulation de fréquence ou de la modulation d'amplitude. Dans le premier cas, une lampe 1852 est utilisée comme limiteuse et suivie d'un discriminateur à lampe 6H6. Dans le second, un troisième étage moyenne fréquence, assurant en même temps plus de sélectivité, emploie une lampe 6SK7, suivie d'une détectrice 6H6, avec une hétérodyne moyenne fréquence à lampe 6J5.

L'amplificateur basse fréquence se branche à volonté sur l'une ou l'autre des sorties, et com-

mande automatique du gain des premiers étages. Pour servir d'indicateur d'accord, un milliampèremètre fonctionnant en voltmètre à zéro médian est branché aux bornes de la résistance de sortie du limiteur.

Le même constructeur a réalisé un appareil analogue, dit S.37, n'ayant qu'une seule gamme de fréquence, et allant de 130 à 210 Mc/s.

2° Récepteur de radiodiffusion Scott.

La Société américaine Scott, qui construit depuis longtemps des récepteurs de radiodiffusion de très haute qualité, a mis au point un modèle de récepteur de radiodiffusion à modulation de

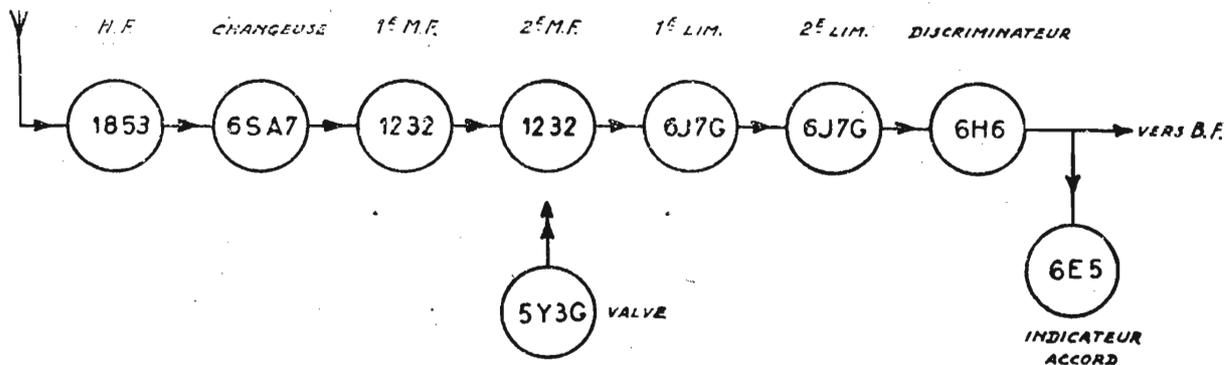


Fig. 130.

prend un premier étage, en même temps déphaseur, à lampe double 6C8, et un étage push-pull à deux lampes 6V6. Une valve 5Z3 alimente l'ensemble, dont la tension est régulée par une lampe régulatrice VR 150.

Sur la figure 129, on notera les détails de la partie intéressante du montage, comprenant la lampe limiteuse, le discriminateur et la partie basse fréquence. Un système de commutateurs,

fréquence, qui est assez répandu aux Etats-Unis. La figure 130 en donne la constitution. L'appareil possède un étage haute fréquence à lampe 1853, un étage changeur de fréquence à lampe unique 6SA7, deux étages moyenne fréquence sur 5,25 Mc/s, à lampes 1232, deux étages limiteurs successifs à lampes 6J7 et un discriminateur à lampe 6H6. L'alimentation est assurée par une valve 5Y3G, et l'indicateur d'accord est un œil

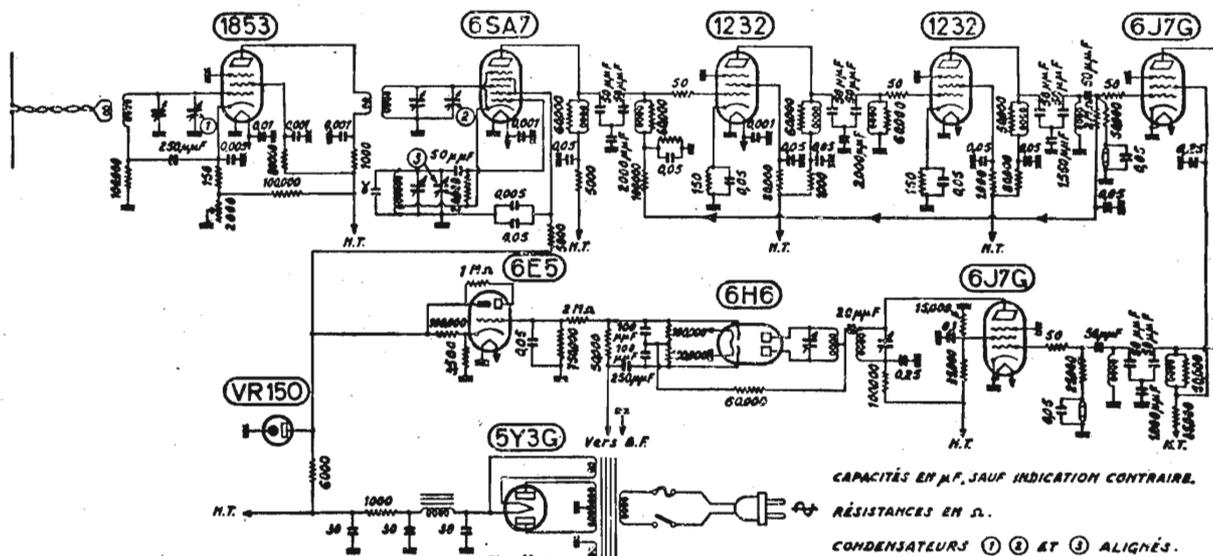


FIG. 131.

lumineux 6E5. Le dispositif, qui couvre en une seule gamme la bande de 41 à 50 Mc/s, est destiné à être suivi de l'amplificateur basse fréquence du récepteur normal de radiodiffusion, dans lequel on supprime, toutefois, une bobine de self-induction qui était destinée à relever le niveau des notes aiguës, et qui devient inutile, étant donné la qualité des émissions en modulation de fréquence.

La figure 131 est le schéma général de cet appareil, où l'on relèvera les divers étages précédemment énumérés. Le condensateur  $\gamma$ , en dérivation sur la bobine de l'oscillateur du changeur de fréquence, est un condensateur de capacité variable avec la température, assurant la stabilité de la fréquence des oscillations. Le courant-grille du premier limiteur produit un certain réglage automatique du gain de la première lampe amplificatrice moyenne fréquence. Enfin, les systèmes de liaison moyenne fréquence sont du type à couplage par capacité, avec des résistances amortissant les circuits et des valeurs de capacités de couplage variables avec les étages, le tout combiné de manière à assurer une bande passante convenable.

3° Récepteur Sadir R.87 HS.

Ce récepteur, de modèle professionnel, particulièrement soigné, est représenté sur la figure 132. L'ensemble des étages initiaux pouvant servir également à la réception de la modulation d'amplitude, est disposé dans le coffret principal ; le limiteur et le discriminateur sont placés dans la seconde boîte, située plus en arrière.

La figure 133 indique le montage de l'ensemble, qui comporte une seule gamme de fréquence, de 100 à 187,5 Mc/s. Un étage amplificateur haute fréquence, monté en push-pull avec des lampes gland 954, attaque un étage changeur de fréquence, également push-pull, avec des lampes analogues, l'excitation locale étant produite par

un oscillateur push-pull à triodes gland 955. L'amplificateur moyenne fréquence sur 3,15 Mc/s, comporte deux lampes 1851 et est suivi d'un limiteur à lampe 6J7 et d'un discriminateur à lampe 6H6, qui attaque une première lampe basse fré-

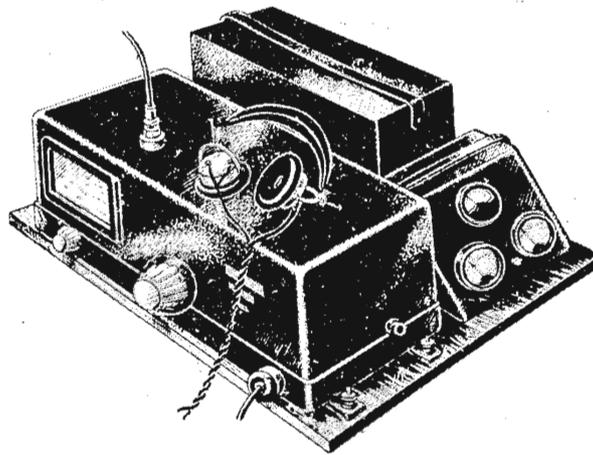


FIG. 132.

quence 6J7, puis une seconde lampe basse fréquence EL3.

Pour recevoir également les signaux à modulation d'amplitude, l'appareil comprend une lampe détectrice et première amplificatrice basse fréquence 6Q7, suivie de la seconde lampe EL3 précédente, ainsi qu'une hétérodyne moyenne fréquence à lampe 6K7, et une autre lampe 6K7 utilisée, en liaison avec un appareil de mesure, comme indicateur d'accord.

Sur la figure 134 est représenté le schéma de l'ensemble limiteur et discriminateur, avec la première lampe basse fréquence. L'attaque par les signaux de moyenne fréquence se fait au moyen d'une ligne à très basse impédance. On constatera



tude. Lorsque l'onde porteuse reçue n'est pas modulée, l'effet est identique à celui obtenu avec un tel limiteur. Lorsque l'onde est modulée, l'effet

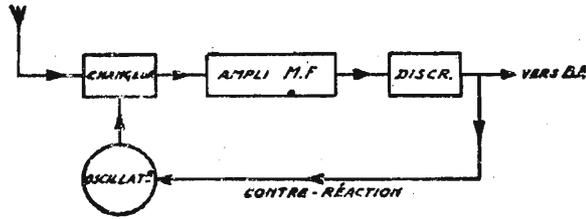


Fig. 185.

est un peu moins bon, et dépend de la compression de la déviation de fréquence réalisée, c'est-à-dire du rapport

$$\frac{\text{déviation en moyenne fréquence}}{\text{déviation du signal reçu}}$$

qui doit rester petit.

**C. — Utilisation d'oscillateurs synchronisés.**

Des oscillateurs synchronisés ont parfois été employés dans les récepteurs à modulation de fréquence, et de diverses façons :

**1° Oscillateurs synchronisés utilisés comme démodulateurs.**

Un oscillateur convenablement synchronisé sur les oscillations reçues peut servir de démodulateur des signaux modulés en fréquence, et agir par conséquent, comme le discriminateur classique (Bibl. 61). Le montage est, par exemple,

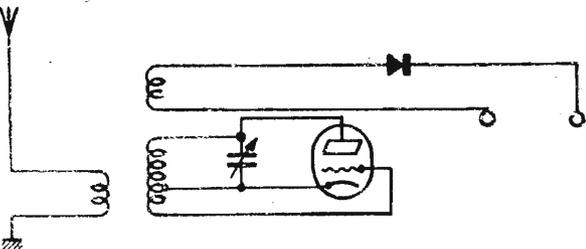


Fig. 186.

celui de la figure 136, où les signaux reçus synchronisent un oscillateur local légèrement accorché. Une bobine est couplée au circuit principal de cet oscillateur, et alimente un système de redressement. Le courant redressé dépend de l'intensité dans la bobine principale de l'oscillateur, qui est fonction, elle-même, de la différence entre la fréquence des oscillations à un moment donné et la fréquence qu'auraient ces oscillations si l'oscillateur était libre, et non synchronisé par les signaux reçus.

Sur la figure 137, on a porté en abscisses la déviation de fréquence par rapport à la fréquence  $f_0$  qu'aurait l'oscillateur en l'absence de synchronisation, et, en ordonnées, l'intensité du courant détecté. On voit que, pour des variations de fréquence entre  $f_1$  et  $f_2$ , par exemple, cette intensité varie linéairement, et qu'on transforme,

par conséquent, en une modulation d'amplitude, la modulation de fréquence initiale. Au point A où la fréquence des signaux incidents est exactement la fréquence  $f_0$ , le déphasage entre ces signaux incidents et les oscillations résultant de leur composition avec celles de l'oscillateur synchronisé est exactement de  $\frac{\pi}{2}$ . A droite de ce

point, le déphasage varie pour atteindre assez vite la valeur  $\pi$  à laquelle il se stabilise, et, à gauche, il évolue de la même façon vers la valeur zéro.

Un tel démodulateur est à peu près insensible aux signaux modulés en amplitude, comme le

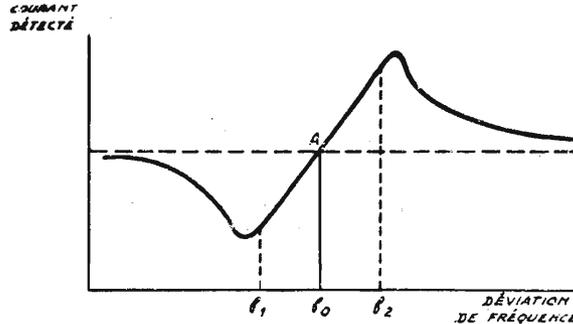


Fig. 137.

montre le diagramme vectoriel de la figure 138. Soit OA le vecteur représentant le courant moyen de haute fréquence reçu, dont l'intensité, au cours de la modulation, variera entre O et OD. L'étude de la phase relative des oscillations synchronisées montre que, au moment où cette intensité aura

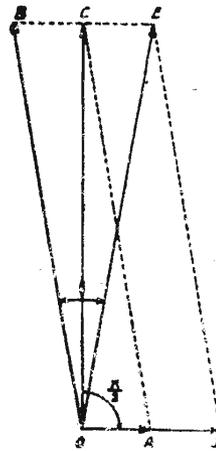


Fig. 138.



Fig. 139.

sa valeur moyenne OA, les oscillations locales pourront être représentées par un vecteur OB,

tel que le vecteur résultant OC soit déphasé de  $\frac{\pi}{2}$

sur OA. Lorsque les signaux reçus atteindront leur intensité maxima OD, les oscillations résultantes seront alors obtenues par la composition de OD et de OB (qui reste fixe), et seront repré-

sentées par le vecteur OE. Enfin, au moment où le vecteur représentant les signaux reçus se réduit au point O, les signaux résultants sont constitués par la seule oscillation locale OB. Ainsi, la résultante des signaux varie entre OB, OC et OE. Elle est affectée d'une certaine modulation de phase et, par conséquent, de fréquence instantanée, mais sa modulation d'amplitude reste très faible, sans rapport avec la modulation d'amplitude des signaux incidents.

Examinons, au contraire, au moyen d'un diagramme vectoriel analogue, ce qui se passe lors de la réception de signaux modulés en fréquence, compte tenu des indications ci-dessus et de la courbe de la figure 137. Ces signaux peuvent être représentés par un vecteur OA (fig. 139), dont l'amplitude reste constante au cours de la modulation. Au moment où la fréquence instantanée

## 2° Oscillateurs synchrones utilisés en moyenne fréquence.

Dans un récepteur ordinaire à modulation de fréquence utilisant un discriminateur, on peut disposer, dans la chaîne d'amplification moyenne fréquence, un oscillateur synchrone assez faiblement accroché pour que sa fréquence suive les variations de fréquence des signaux incidents (Bibl. 57 et 65).

On obtient ainsi un certain effet amplificateur, et on recueille, d'autre part, à la sortie de cet oscillateur synchrone, une tension d'amplitude très sensiblement constante, quelle que soit la tension de synchronisation, ce qui permet de supprimer le limiteur d'amplitude habituel. Il suffit d'ailleurs, en général, pour obtenir la synchronisation souhaitée, d'appliquer à l'oscillateur une tension de l'ordre du vingtième de celle qu'il au-

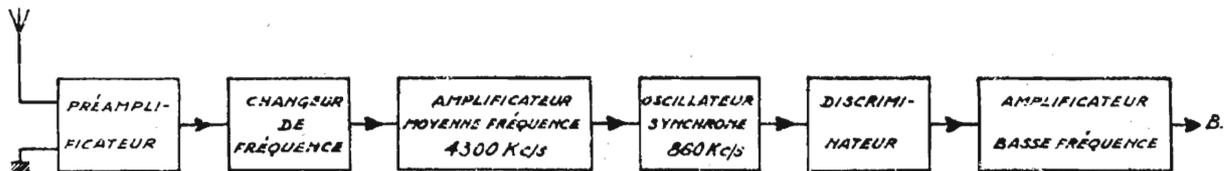


FIG. 140.

des signaux passe par sa valeur médiane (point A de la figure 137), le vecteur représentant l'oscillation locale synchronisée OB sera tel que la résultante OC de OB et de OA soit perpendiculaire à OA, comme précédemment. Au cours de la modulation en fréquence, la phase relative de OA et de OB variera et, en supposant que OB garde une direction fixe, cette variation relative conduira à faire osciller OA entre les positions OA' et OA". La résultante des deux vecteurs variera entre OC' et OC", en passant par la valeur OC. La direction de cette résultante restera donc sensiblement fixe, mais son amplitude variera dans d'assez grandes proportions. Ainsi, une modulation d'amplitude aura pris naissance, et pourra être détectée par le redresseur de la figure 136.

L'oscillateur lui-même peut, d'ailleurs, dans certaines conditions, servir de détecteur de cette modulation d'amplitude. En disposant dans son circuit plaque un circuit de charge ayant une impédance convenable pour le courant de basse fréquence que l'on veut obtenir, on pourra faire apparaître à ses bornes une tension de basse fréquence correspondante, que l'on transmettra ensuite à un amplificateur ou à l'appareil d'utilisation.

Le même montage d'oscillateur synchronisé peut, d'ailleurs, au prix de quelques modifications de détail, servir à réaliser un fréquencemètre ou un indicateur de la modulation de fréquence parasite, susceptible d'affecter un émetteur à modulation d'amplitude.

rait fallu normalement appliquer au discriminateur, dans un récepteur habituel.

D'un autre côté, la fréquence des oscillations, étant synchronisée sur celle des signaux à recevoir, a moins de tendance à suivre éventuellement la fréquence des signaux beaucoup moins intenses provenant d'un « canal » voisin. Il s'ensuit, en fait, une certaine amélioration de la sélectivité du récepteur.

Enfin, les caractéristiques des circuits sont, en général, constituées de telle façon que l'oscillateur synchronisé oscille sur une fréquence sous-multiple de la moyenne fréquence du récepteur — par exemple sur le cinquième de cette moyenne fréquence. Il en résulte une meilleure stabilité. Sans doute, la déviation de fréquence est-elle alors réduite concurremment lors de l'arrivée des signaux au discriminateur, mais, celui-ci fonctionnant sur une fréquence proportionnellement plus basse, on peut le réaliser de façon que les propriétés du récepteur, en ce qui concerne la sensibilité et le rapport du signal au bruit de fond, soient conservées, toutes choses égales d'ailleurs.

La figure 140 indique la disposition générale d'un tel récepteur, où l'on reconnaît les éléments successifs qui viennent d'être indiqués, et où le limiteur habituel a pu être supprimé. En l'espèce, la moyenne fréquence étant de 4.300 kc/s, l'auto-oscillateur synchronisé oscille sur la fréquence de son circuit-plaque, qui est de 860 kc/s (le circuit de la grille d'excitation de l'oscillation locale étant accordé sur 1.720 kc/s).

La figure 141 fournit le schéma détaillé de la partie du récepteur qui suit le dernier étage moyenne fréquence. On y voit la lampe auto-oscillatrice qui est un tube type A 5581 (analogue au tube 6SA7, mais ayant une conductance mutuelle plus grande), qui fonctionne également comme limiteur, et dont le courant grille permet de réaliser un système de réglage automatique du gain de certains des étages amplificateurs précédents. Le discriminateur, qui suit cet oscillateur, est d'un type un peu particulier et comprend une première diode dont le circuit d'entrée est accordé sur la fréquence de 840 kc/s, et une seconde diode

que pendant 20 à 35 % de la variation de fréquence des signaux appliqués. Pour étendre la zone de synchronisation, on opère de la façon suivante : on prélève, à la sortie du discriminateur, une tension de basse fréquence reproduisant la modulation initiale, et on l'applique, par l'intermédiaire d'un correcteur de phase, dont on verra le rôle ci-dessous, à une lampe à réactance qui vient agir sur la fréquence des oscillations locales de l'oscillateur synchronisé. Cette action est telle que cette fréquence soit déplacée dans le même sens que la fréquence des signaux incidents. Dès lors, la fréquence qu'auraient les oscil-

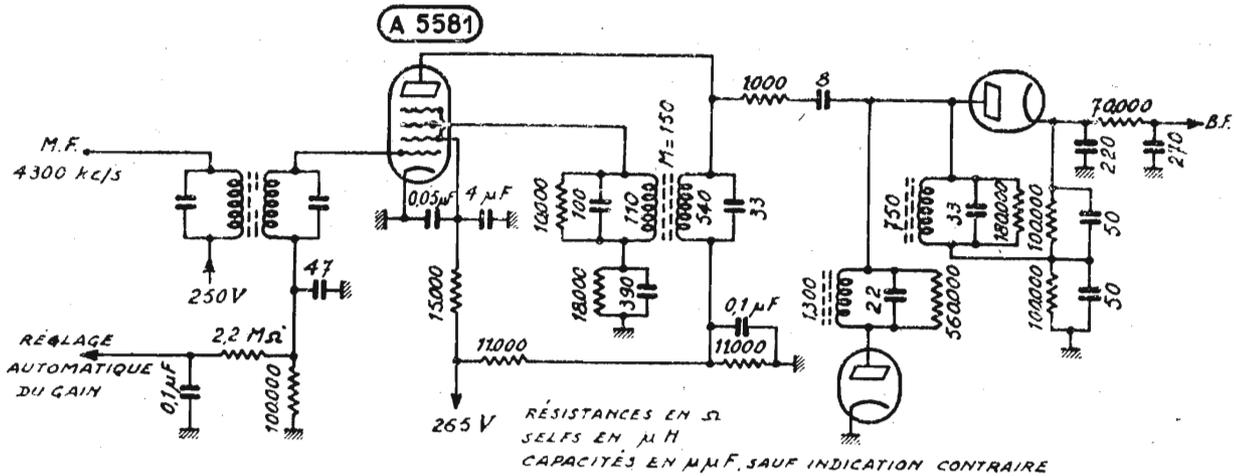


FIG. 141.

reliant ou non à la masse un autre circuit accordé sur 900 kc/s. On voit facilement que l'ensemble agit pour transformer en signaux modulés en amplitude des signaux modulés en fréquence, dont la fréquence médiane est de 860 kc/s. Après le discriminateur, se trouve le dispositif de désaccentuation et la connexion vers l'amplificateur basse fréquence.

Un inconvénient du système précédent est que, dans le cas de signaux possédant une très grande déviation de fréquence, la synchronisation de l'oscillateur peut ne pas se maintenir sur toute l'étendue de la variation de la fréquence. L'oscillateur peut, par exemple, ne rester synchronisé

l'oscillateur peut, par exemple, ne rester synchronisé

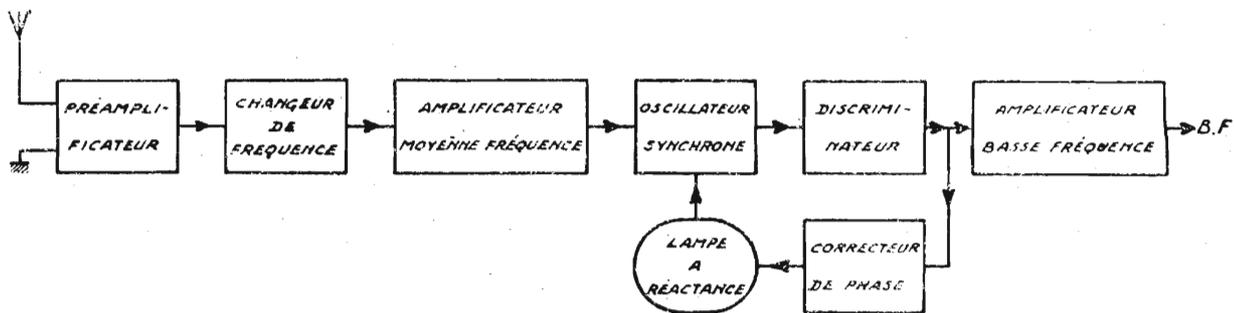


FIG. 142.

pose. Tout compte fait, on obtient encore, par ce moyen, une certaine amélioration du rapport du signal à recevoir aux bruits et aux parasites dont la fréquence de modulation est plus grande.

Le schéma 142 donne la disposition générale d'un tel récepteur.

#### D. — Utilisation de la super-réaction.

Les systèmes à super-réaction ont aussi trouvé des applications dans certains récepteurs à modulation de fréquence, non pas comme détec-

plus basse avant de les appliquer au discriminateur habituel.

La figure 143 donne la disposition générale d'un récepteur simple, où l'on n'utilise pas le premier changement de fréquence. Les signaux reçus, sur 45 Mc/s, sont amplifiés par un premier étage et appliqués au système à super-réaction. La fréquence de hachage de la super-réaction sera choisie entre 100 et 200 kc/s par exemple. Une lampe changeuse de fréquence suit cet étage à super-réaction, et transpose les signaux sur la

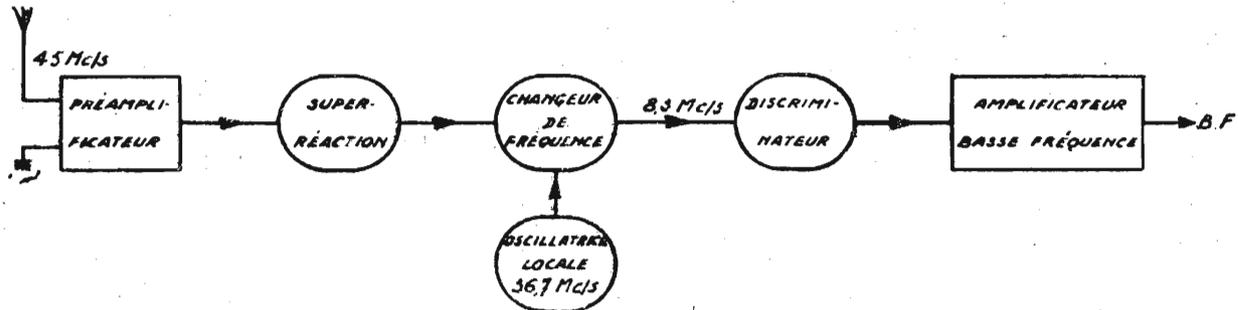


FIG. 143.

teurs, mais comme amplificateurs précédant le discriminateur. De tels systèmes amplificateurs ont, en effet, une certaine action limiteuse qui se trouve automatiquement utilisée, et on sait qu'ils jouissent également de la propriété d'éliminer,

fréquence de 8,3 Mc/s (la fréquence des oscillations locales de cette lampe étant de 36,7 Mc/s).

Sans qu'il y ait lieu d'intégrer de limiteur, les signaux sont alors appliqués au discriminateur.

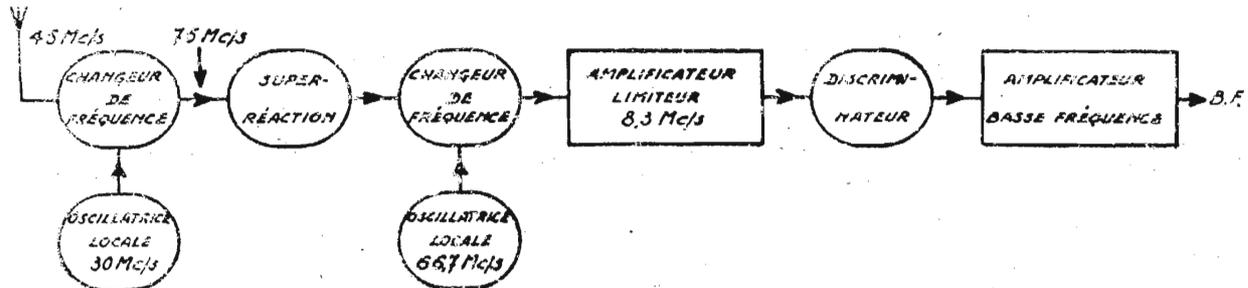


FIG. 144.

dans une certaine mesure, les parasites impulsifs. Il est nécessaire, d'ailleurs, de choisir pour la fréquence de hachage de la super-réaction, une fréquence nettement supérieure à la déviation de fréquence maxima de la modulation (Bibi. 58).

D'autre part, on sait que l'effet amplificateur de la super-réaction se trouve être d'autant plus grand que, toutes choses égales d'ailleurs, le rapport de la fréquence reçue à la fréquence de hachage est plus élevé. Il s'ensuit qu'il peut y avoir intérêt à faire fonctionner ces systèmes sur une fréquence plus haute que celle des signaux à recevoir, ce qui conduit, par exemple, à commencer par changer la fréquence de ces signaux, pour les transformer en signaux de fréquence plus élevée. On applique alors ces signaux au système amplificateur à super-réaction, que l'on fait suivre à son tour d'un second changeur de fréquence, ramenant les signaux à une fréquence

La figure 144 a trait à un récepteur analogue, mais avec un premier changement de fréquence élevant de 45 Mc/s à 75 Mc/s la fréquence médiane des signaux (l'oscillatrice locale fonctionnant sur une fréquence de 30 Mc/s). Le reste du récepteur est analogue au précédent.

#### E. — Dispositifs accessoires divers.

On a déjà indiqué précédemment qu'il n'est pas, en général, nécessaire d'utiliser avec les récepteurs à modulation de fréquence des systèmes de réglage automatique du gain, dits « antifading », sauf dans quelques cas particuliers, et on ne reviendra pas, ici, sur cette question.

On se bornera à examiner les problèmes posés par la réalisation de certains dispositifs accessoires tels que les systèmes de stabilisation automatique de l'accord, les indicateurs d'accord et les systèmes de réglage silencieux.

### 1° Systèmes de stabilisation automatique de l'accord.

Dans les récepteurs à modulation d'amplitude, on ajoute, parfois, un système de stabilisation automatique de l'accord agissant sur la fréquence des oscillations locales du changeur de fréquence, grâce à un discriminateur spécial et à une lampe à réactance, et ayant pour but de maintenir le spectre de fréquence des signaux dans l'amplificateur de moyenne fréquence convenablement placé à l'intérieur de la bande passante de cet amplificateur.

Dans les récepteurs à modulation de fréquence, un tel système de stabilisation est particulièrement facile à réaliser puisqu'on dispose déjà du discriminateur. Il suffit de prélever, à la sortie de cet appareil, la composante continue (ou lentement fluctuante) de la tension, et d'ajouter une lampe à réactance agissant sur l'oscillatrice locale du changeur de fréquence. On obtient ainsi, sans complication, l'effet cherché, et on verra plus loin, lors de l'étude des applications de la modulation de fréquence, des exemples de ces dispositions, en particulier dans des postes militaires.

### 2° Indicateurs d'accord.

Plus encore peut-être que dans les récepteurs à modulation d'amplitude, il est désirable de disposer, dans les récepteurs à modulation de fréquence, d'un dispositif permettant de vérifier que l'accord manuel du récepteur sur la fréquence à recevoir est bien réalisé. En effet, d'une part, un mauvais centrage de la bande passante du récepteur sur le spectre des signaux désirés introduit des distorsions et affaiblit anormalement l'une des extrémités de ce spectre, où l'on a vu que se concentrait, dans certains cas, une fraction notable de l'énergie. D'autre part, le bon fonctionnement, sans distorsion, du discriminateur, exige aussi que la fréquence médiane des signaux reçus soit bien la fréquence d'accord de ce discriminateur. Enfin, la réduction du bruit de fond, due au principe même de la modulation de fréquence, ne produit tout son effet que s'il en est ainsi. Sans doute, dans quelques cas, la suppression même de ce bruit de fond peut-elle servir d'indicateur auditif de l'accord exact sur l'onde porteuse. Mais il est souvent utile de doubler cette indication auditive, parfois un peu floue, par une indication visuelle, et le problème présente quelques difficultés.

Si on ne cherche qu'à obtenir une indication de l'accord de la partie initiale du récepteur, précédant le limiteur, on pourrait utiliser celui-ci, soit en mesurant son courant grille, soit en ayant recours à la composante continue de l'une des tensions qui apparaissent aux bornes des résistances de ses circuits. Dans le premier cas, il suffirait, par exemple, de placer un milliampèremètre en série avec la résistance du circuit grille du limiteur, et de régler au maximum de déviation de cet appareil. Dans le second cas, on pourrait prélever, au moyen d'un système de filtre sommaire, la composante continue de la tension

aux bornes de la même résistance, et l'appliquer à un tube du type dit « œil magique ». Mais on ne saurait pas ainsi si la fréquence médiane des signaux se trouve bien réglée sur la fréquence d'accord du discriminateur lui-même, qui suit le limiteur ; on devrait se borner à espérer que ce discriminateur a bien été accordé, lors de la construction de l'appareil, sur la fréquence moyenne de la bande passante des étages amplificateurs, et que cet accord s'est maintenu. Or, pour les raisons qui ont été exposées précédemment, c'est surtout sur le discriminateur qu'il est intéressant de vérifier que l'accord optimum se trouve bien réalisé.

Pour obtenir ce résultat, on pourrait, tout d'abord, disposer aux bornes du discriminateur un voltmètre de très grande résistance interne, à zéro médian. Lorsque l'accord est bien réalisé, l'aiguille reste au zéro. Lorsqu'il y a un décalage d'un côté ou de l'autre, elle dévie à droite ou à gauche, suivant que l'une ou l'autre des diodes du discriminateur laisse passer une composante continue d'intensité plus grande que celle de l'autre diode.

Mais le prix d'un tel voltmètre pouvant être relativement élevé, on a cherché, en particulier pour les récepteurs de radiodiffusion, à employer le tube dit « œil magique », auquel les utilisateurs étaient habitués dans les récepteurs ordinaires à modulation d'amplitude.

On se heurte, toutefois, à la difficulté que l'ouverture du secteur lumineux de ce tube, qui correspond à une tension de grille de commande nulle, n'est pas nettement définie. Si on pouvait repérer facilement cette ouverture, et si elle était stable, toute ouverture supérieure indiquerait un désaccord dans un sens, et toute ouverture inférieure, un désaccord dans l'autre sens. Un moyen de repérer l'angle d'ouverture correspondant à cette tension nulle consiste à disposer un com-

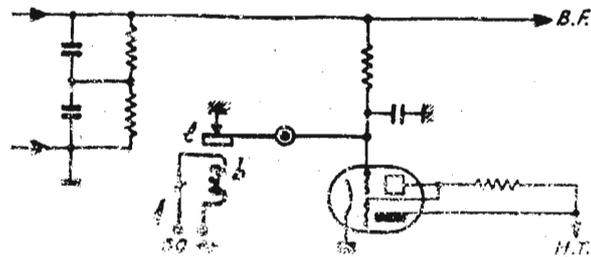


FIG. 145.

mutateur permettant de relier la grille de commande, soit à la cathode du tube, soit à la tension provenant du discriminateur. L'accord sera réalisé lorsque l'ouverture du secteur lumineux ne variera pas, que ce commutateur soit sur l'une ou l'autre de ses deux positions. Pour faciliter l'usage d'un tel appareil, on utilise souvent un commutateur vibrant, constitué par une petite lame de fer oscillant sous l'action du courant alternatif du secteur, et ouvrant ou fermant rapidement un contact mettant à la masse la grille

de commande de l'œil magique. On obtient ainsi une vibration des limites du secteur lumineux, et, pour réaliser l'accord, on doit chercher à réduire et à annuler l'amplitude de cette vibration (Bibl. 64).

La figure 145 représente le principe d'un tel montage, où l'on voit le circuit de sortie du discriminateur, constitué par les résistances habituelles shuntées par des capacités, la connexion vers l'amplificateur de basse fréquence et la prise de tension pour la grille de commande de l'œil magique ; la lame vibrante  $l$ , actionnée par la bobine  $b$ , alimentée par le courant du secteur, relie ou non à la masse cette grille de commande.

Il peut être nécessaire, pour améliorer le fonctionnement du système, de donner à la grille une polarisation négative convenable, fonction de l'intensité du champ reçu et, dans ce cas, on obtient cette polarisation à partir du limiteur précédant le discriminateur.

Un autre système consiste à donner à la grille de commande de l'œil magique une tension permanente telle que cet œil soit complètement fermé. Alors, suivant que le désaccord sera dans un sens ou dans l'autre, il y aura ouverture d'un secteur obscur ou superposition de deux secteurs lumineux. Cette disposition nécessite, toutefois, des tubes ayant des caractéristiques un peu particulières.

On peut, enfin, à l'aide de systèmes à lampes plus complexes, obtenir un renversement de la tension à la sortie du discriminateur pour un certain sens de désaccord, de telle façon que les tensions produites, quel que soit le sens de ce désaccord, agissent finalement de la même façon sur la grille de commande de l'œil magique. Le réglage précis du récepteur sera, alors, nettement obtenu en réglant l'ouverture du secteur obscur à sa valeur minima, comme avec un récepteur ordinaire à modulation d'amplitude.

On a proposé également d'employer des tubes spéciaux à deux grilles de commande, recevant les tensions en question provenant du discriminateur, et permettant de réaliser un effet analogue avec une seule lampe, qui renferme également le système électronique produisant le secteur lumineux.

Enfin, un procédé ingénieux consiste à ajouter à la modulation de fréquence des signaux reçus une légère modulation d'amplitude sur une note audible, modulation produite dans l'un des étages amplificateurs de moyenne fréquence, et que le limiteur laisse subsister partiellement. L'accord exact est alors obtenu lorsque la note provenant de cette modulation n'est plus entendue.

#### 4° Systèmes de réglage silencieux.

On fait un grand usage, dans les récepteurs à modulation de fréquence destinés à l'écoute générale ou à la recherche de stations, de systèmes de réglage silencieux, dits « circuits étouffeurs » (squelch-circuit), destinés à bloquer l'amplification basse fréquence et à supprimer le bruit de fond lorsqu'une onde porteuse d'intensité suffisante n'est pas reçue par l'appareil. De tels sys-

tèmes sont plus utiles qu'en modulation d'amplitude, puisque les récepteurs à modulation de fréquence possèdent la propriété d'avoir un bruit de fond particulièrement réduit lorsqu'une onde porteuse ou des signaux modulés en fréquence sont reçus. Il est, en effet, très gênant, lorsqu'on passe d'une émission à l'autre, de voir monter le bruit de fond et les divers parasites, dans l'intervalle de fréquence qui sépare les ondes porteuses.

Pour obtenir le résultat désiré, on peut faire appel à deux principes : soit utiliser le fait qu'en l'absence d'onde porteuse, aucune tension continue n'apparaît aux bornes du discriminateur, et réaliser un montage qui, en l'absence d'une telle tension, polarise suffisamment l'une des grilles de l'amplificateur basse fréquence pour bloquer, alors, toute réception ; soit utiliser, au contraire, le fait qu'en l'absence d'onde porteuse, un bruit de fond intense apparaît, et utiliser ce bruit de fond lui-même pour obtenir un blocage analogue de l'amplificateur de basse fréquence. Dans ce cas, d'ailleurs, il est nécessaire que les circuits qui transmettent le bruit de fond au dispositif qui effectuera le blocage comportent un filtre passe-haut, de façon qu'ils ne soient pas actionnés par la modulation des signaux reçus, mais seulement par les composantes du bruit de fond de fréquences plus élevées que la fréquence de modulation la plus haute de ces signaux.

On donnera deux exemples de réalisation de « circuits étouffeurs » utilisant, l'un, le premier de ces principes, et, l'autre, le second :

a) Sur la figure 146, la lampe  $V_1$  est la double diode suivant le discriminateur, dont le circuit

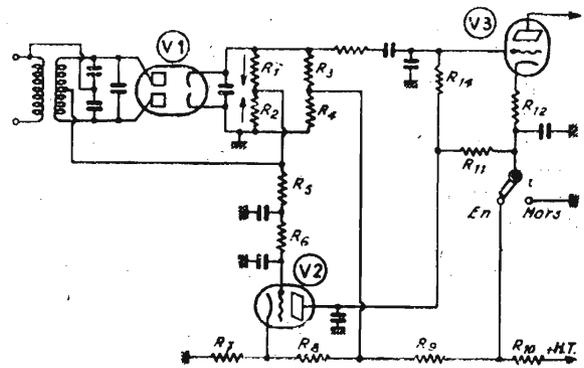


FIG. 146.

comporte les résistances  $R_1$  et  $R_2$  habituelles. La tension du point médian de ces résistances est appliquée, par l'intermédiaire d'un système de filtrage constitué par les résistances  $R_3$  et  $R_4$  et par les capacités correspondantes, à la grille de la triode  $V_2$  du circuit étouffeur. D'autre part, deux résistances  $R_5$  et  $R_6$  ont leur point médian réuni à un point convenablement choisi du circuit constitué par les résistances  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$  et  $R_{10}$ , reliant la haute tension du récepteur à la masse, et provoquant la polarisation convenable de la cathode de la lampe  $V_2$ .

En l'absence de signal, les choses sont telles



## CHAPITRE III

### LES MESURES EN MODULATION DE FREQUENCE

#### A. — Méthodes de mesures à l'émission.

Certaines des mesures à effectuer sur les postes émetteurs à modulation de fréquence ne diffèrent naturellement pas des mesures analogues sur les postes à modulation d'amplitude : telles sont, par exemple, les mesures concernant la fréquence de l'onde porteuse, sa stabilité, le rendement de tel ou tel étage amplificateur ou multiplicateur de fréquence, etc.

On examinera donc uniquement ici les mesures particulières telles que celles concernant la profondeur de modulation (ou l'indice de modulation) et celles concernant les distorsions. On indiquera, d'autre part, comment on peut, en faisant interférer l'oscillation modulée en fréquence à étudier et une oscillation non modulée, en déduire des renseignements sur la forme de la modulation, son indice, la présence ou non d'une modulation d'amplitude additionnelle, etc. On examinera, enfin, les méthodes à employer pour obtenir une représentation du spectre d'une onde modulée en fréquence.

1° *Mesure de l'indice de modulation.* — La mesure de la valeur de la profondeur de modulation, c'est-à-dire la déviation de fréquence, ou celle de l'indice de modulation, peut s'effectuer par deux méthodes principales, l'une faisant appel à une modulation sur une fréquence aussi basse que possible, l'autre, au contraire, faisant appel à une modulation sur une fréquence élevée.

Dans le premier cas, si l'on module, par exemple, à une fréquence de 25 ou de 50 périodes par seconde, le spectre obtenu est presque continu, et ne dépasse guère les limites de l'excursion de fréquence. Dès lors, en faisant battre l'oscillation modulée en fréquence avec l'oscillation d'une hétérodyne réglable, on peut facilement, en recherchant la gamme de fréquence dans laquelle on obtient une certaine note de battement, en déduire la largeur du spectre et, par suite, la déviation de fréquence.

La seconde méthode est basée sur le fait que, pour certaines valeurs de l'indice de modulation, l'intensité de l'onde porteuse s'annule. Si l'on module alors, de préférence avec une fréquence assez élevée (5.000 ou 10.000 c/s, par exemple), de façon à éloigner suffisamment de la fréquence de l'onde porteuse les fréquences des premières ondes latérales qui l'encadrent, on obtient le spectre habituel, et l'on peut faire battre son onde porteuse avec les oscillations d'une hétérodyne locale, dont la fréquence diffère assez peu de celle de cette onde porteuse pour que la note obtenue soit relativement grave, et se distingue bien de la note de modulation élevée. Augmentant alors petit à petit la tension de modulation, ce qui

accroît la déviation de fréquence et l'indice, il arrive un moment où l'on observe la disparition de cette note, ce qui correspond à l'annulation de l'intensité de l'onde porteuse, caractérisant l'indice de modulation 2.4. En continuant à

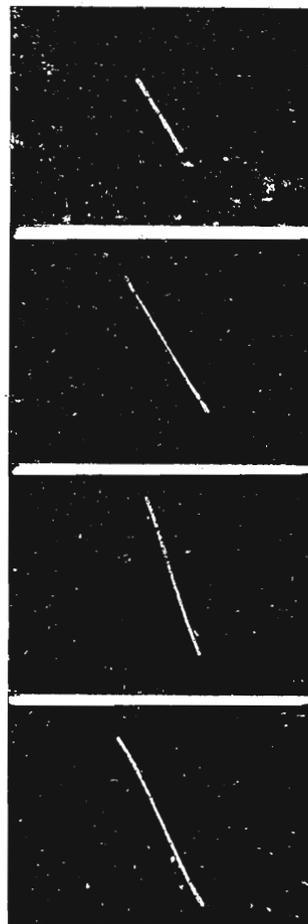


FIG. 148.

augmenter la tension, on arriverait à la seconde valeur de l'indice pour laquelle l'onde porteuse disparaît, c'est-à-dire 5,52, et ainsi de suite. De cette manière, on peut connaître l'indice correspondant à une certaine tension de modulation.

Dans certains cas, on peut aussi chercher les valeurs de l'indice qui annulent, non plus l'intensité de l'onde porteuse, mais l'intensité du premier couple d'ondes latérales. Il est toutefois nécessaire alors que le poste émetteur soit bien exempt de modulation d'amplitude parasite, puisqu'on a vu que l'effet d'une telle modulation peut être de renforcer l'une de ces deux ondes latérales, et de réduire ou même d'annuler l'autre.

2° *Mesure des distorsions.* — Les distorsions se mesurent en prélevant une tension modulée en fréquence à la sortie de l'émetteur (ou à la sortie d'un étage intermédiaire), et en l'appliquant à un discriminateur très linéaire reproduisant la modulation dans son circuit de sortie. On compare la tension obtenue à celle provenant du microphone, en appliquant, par exemple, ces deux tensions respectivement aux jeux de plaques de déviation verticale et horizontale d'un oscillographe cathodique. On obtient une droite s'il n'y a pas distorsion, et une ligne légèrement incurvée si une distorsion existe dont on peut, alors, évaluer la grandeur.

Les quatre photographies de la figure 148 reproduisent les courbes ainsi obtenues sur un émetteur « Sadi » pour une fréquence de modulation de 500 périodes par seconde, et des valeurs croissantes de la déviation de fréquence. La première courbe a trait à une déviation de fréquence de 25 kc/s et la distorsion non linéaire est inexistante. Ensuite, pour une déviation de 60 kc/s, le taux de distorsion est de 1,5 %. Il augmente légèrement pour une déviation de 75 kc/s (1,7 %) qui est la déviation habituellement considérée comme un maximum pour la radiodiffusion de haute qualité. Enfin, pour une déviation de 100 kc/s il atteint la valeur de 3 %.

3° *Battelements avec une oscillation non modulée.* — Le phénomène des battements d'une oscillation modulée en fréquence avec une oscillation non modulée mérite d'être examiné avec quelque détail, car il est à l'origine de divers procédés de mesure de l'indice de modulation, de la forme de la courbe de modulation, de la présence d'une modulation d'amplitude parasite, etc. (Bibl. 68).

Reprenons (fig. 149) le diagramme vectoriel déjà employé pour représenter l'onde modulée en fréquence, le vecteur OA oscillant entre les deux positions OA<sub>1</sub> et OA<sub>2</sub>, l'angle  $\Delta\varphi$  correspondant à la déviation de phase maxima. Examinons ce qui se passe lorsqu'on fait battre cette oscillation avec une oscillation de fréquence fixe, égale, tout d'abord, à la fréquence de l'onde porteuse, et qui pourra être représentée, par conséquent, par un vecteur OB, de direction fixe, l'angle  $\beta$  caractérisant la différence de phase qui reste constante. Considérons le point B', symétrique de B par rapport à O. A un moment quelconque, où le vecteur OA a la position OA', la résultante R des deux vecteurs OA' et OB sera B'A'. On voit que cette résultante est modulée à la fois en amplitude et en phase. On l'appliquera, soit directement, soit après redressement linéaire, aux plaques verticales d'un oscillographe cathodique, le balayage horizontal étant produit par une tension en dents de scie, synchronisée sur le courant de modulation. Dès lors, c'est la modulation d'amplitude seule de cette résultante qui, pratiquement, apparaîtra, et qu'il convient de retenir.

Revenant à la figure 149, on constate que l'amplitude de R sera minima lorsque le vecteur OA aura la direction de OE'. La fréquence

même des battements dépendra de la différence des fréquences des deux oscillations. Elle s'annulera aux moments où ces fréquences seront identiques, et s'accroîtra ensuite.

Pratiquement, on règle l'intensité de l'oscillation locale OB à une valeur égale à celle de l'oscillation OA, et on obtient ainsi le diagramme de la figure 150.

La figure 151 fait apparaître, d'une manière plus détaillée, le processus de création des batte-

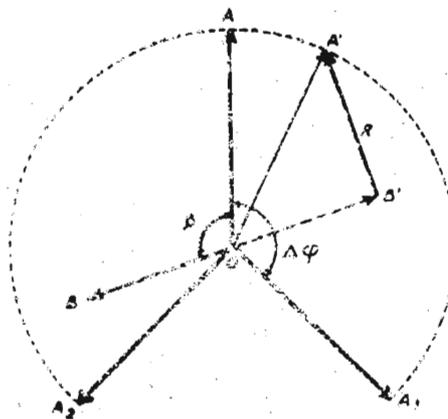


FIG. 149.

ments. A la partie supérieure de cette figure, on a représenté la variation de la fréquence instantanée de l'oscillation modulée, et, au-dessous, la variation de la phase de cette oscillation, abstraction faite du terme constant et du terme simplement proportionnel au temps. On a supposé, d'autre part, que la fréquence de l'oscillation locale non modulée était la même que celle de l'onde porteuse, et que la différence de phase était de  $\pi$ . Partant, par exemple, du point A où la fréquence instantanée de l'oscillation modulée est maxima, et où, du fait des relations de phases, la résultante R des deux vecteurs est nulle, on constate que, chaque fois que la phase de l'oscillation modulée varie de  $2\pi$ , on passe par un maximum d'intensité de la résultante et on revient à zéro ; c'est ce que représente le diagramme inférieur de la même figure 151, qui a trait à l'enveloppe des oscillations résultantes. On note la diminution de la fréquence des battements lorsqu'on se rapproche du moment où la fréquence instantanée de l'onde modulée égale la fréquence de l'oscillation locale non modulée, et la répétition des mêmes phénomènes pendant la seconde demi-période.

Du diagramme inférieur de cette figure, qui reproduit ce que l'on verrait sur un oscillographe cathodique excité comme il est dit ci-dessus, on peut déjà déduire la valeur de l'indice de modulation, en comptant le nombre des battements obtenus pendant une demi-période. Au milieu même de la figure, l'intensité du battement central ne revient pas à zéro, parce que la variation de phase depuis la naissance de ce battement

n'atteint pas  $2\pi$ , mais seulement  $1,5\pi$ . On tiendra donc seulement compte de cette dernière valeur dans l'estimation de l'indice. Si, au contraire, la variation en question atteignait  $2\pi$ , on aurait un zéro au centre du graphique.

On peut aussi obtenir de celui-ci des indications sur la forme même de la modulation. On part, dans ce but, du diagramme inférieur — que l'on obtiendrait par un relevé oscillographique — et l'on en déduit la courbe de variation de la phase, d'où celle de la fréquence instantanée. C'est ainsi, par exemple, que, si la courbe de variation de la phase était une droite, au lieu d'être une sinusoïde, les nœuds et les ventres de ce diagramme inférieur seraient également espacés, leur fréquence restant constante. De même, si une modulation d'amplitude venait s'ajouter à

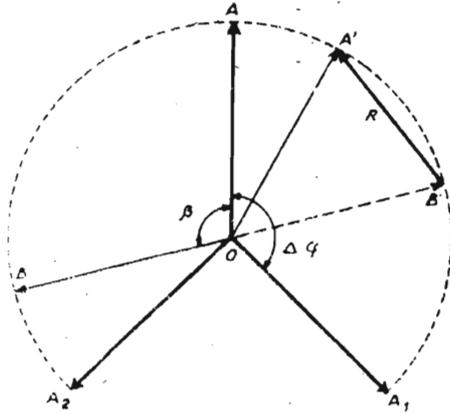


FIG. 150.

la modulation de fréquence, on la verrait apparaître, et on pourrait évaluer sa profondeur et sa phase relative, par rapport à la modulation de fréquence.

La figure 151 avait trait au cas où la déviation de phase totale dépassait un peu la valeur  $10\pi$ . Sur la figure 152, on a représenté les phénomènes de battements obtenus avec des déviations de phase croissantes de  $2\pi$  à  $20\pi$ , toujours dans l'hypothèse où  $\beta = \pi$ . Si la valeur de  $\beta$  n'était pas telle, le nombre des battements par demi-période resterait évidemment le même, mais on obtiendrait des formes différentes, en particulier au voisinage du point où la fréquence instantanée de l'oscillation modulée égale la fréquence médiane.

Enfin, on peut encore obtenir des phénomènes de battements stables lorsque la fréquence de l'oscillation locale, sans être égale à la fréquence de l'onde porteuse de l'oscillation modulée, est égale à la fréquence de l'une des ondes latérales de cette dernière oscillation. Cela signifie que, sur le diagramme de la figure 150, par exemple, le vecteur OB tourne d'un nombre entier de fois la circonférence pendant une oscillation du vecteur OA, et on voit facilement qu'on obtient bien, alors, un phénomène stable, comme précédemment. Toutefois, l'aspect des battements n'est

plus symétrique par rapport au milieu de la période, même si la modulation de fréquence est, elle, bien symétrique. Cette remarque permet de trouver, parmi les réglages de la fréquence locale qui permettent d'obtenir des phénomènes de battements stables, celui qui correspond à l'égalité de fréquence avec l'onde porteuse.

La figure 153 montre les oscillogrammes obtenus

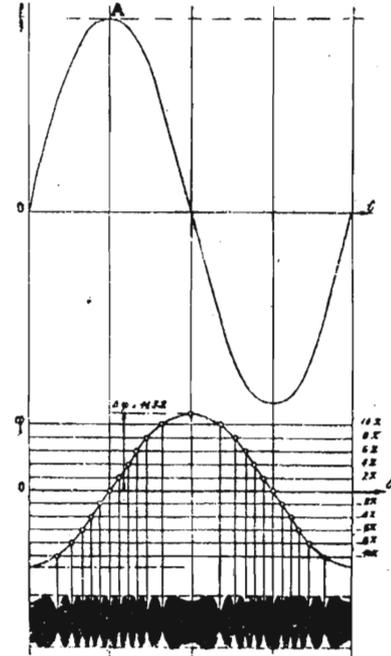


FIG. 151.

mus dans deux cas différents, où l'on a photographié simultanément la courbe du courant de modulation et le phénomène de battements réalisé. Dans les deux cas, la fréquence porteuse est de 47 kc/s et la fréquence de modulation de 50 c/s. Sur la figure supérieure, l'oscillogramme obtenu permet de déterminer que la déviation de phase maxima est de 4,96 radians, ou  $284^\circ$ , correspondant à une déviation de fréquence de 248 c/s. Sur la figure inférieure, la déviation de phase, évaluée de la même façon, est de 14,3 radians, ou  $820^\circ$ , correspondant à une déviation de fréquence de 715 c/s.

4° *Détermination du spectre.* — La détermination du spectre même d'une oscillation modulée en fréquence s'effectue par des méthodes identiques à celles utilisées en modulation d'amplitude. On peut, par exemple, si l'on dispose d'un système assez sélectif et accordable, déplacer sa fréquence tout le long du spectre, et noter l'intensité des diverses ondes latérales obtenues. On peut aussi, plus simplement, disposant d'un système sélectif de fréquence fixe, faire battre les oscillations à étudier avec une oscillation locale de fréquence réglable, et appliquer l'ensemble au système sélectif en question. La lente variation de la fréquence de l'oscillation locale permet, alors, de noter les ondes latérales successives.

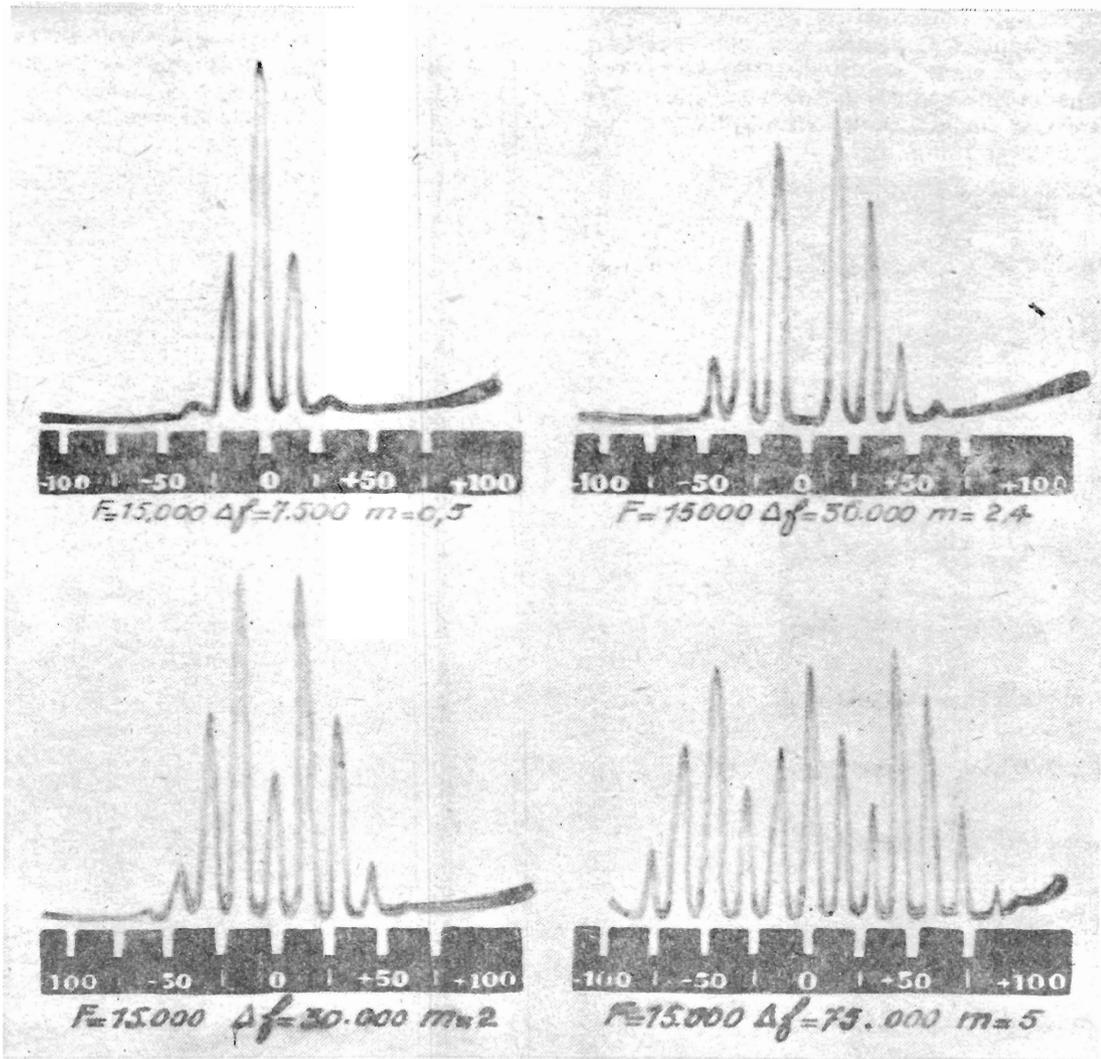


FIG. 154.

figure 155 montre la constitution d'un générateur à fréquence fixe, modulable à volonté en fréquence ou en amplitude, et dénommé parfois « moniteur ».

Une lampe auto-oscillatrice L est suivie de deux étages doubleurs successifs et d'une lampe amplificatrice de sortie A. Le courant de modulation de basse fréquence peut :

a) soit être appliqué à une lampe modulatrice à réactance  $L_1$ , agissant sur la fréquence d'oscillation de L ;

b) soit être appliqué à une lampe modulatrice d'amplitude, modulant à courant constant l'étage amplificateur de sortie A.

D'autre part, l'onde porteuse prélevée à la sortie de la lampe L est appliquée à un mélangeur qui reçoit également le courant d'un oscillateur  $L_3$ , stabilisé par cristal. Les battements provenant du mélangeur sont appliqués à un discriminateur, et la tension résultante agit, par l'intermédiaire d'un filtre à grande constante de temps, sur la lampe à réactance  $L_1$ , de façon à

stabiliser la fréquence médiane de l'oscillateur L, conformément au principe déjà indiqué.

Divers quartz, associés à la lampe  $L_3$ , permettent d'obtenir un certain nombre de fréquences.

La figure 156 représente un générateur éta-

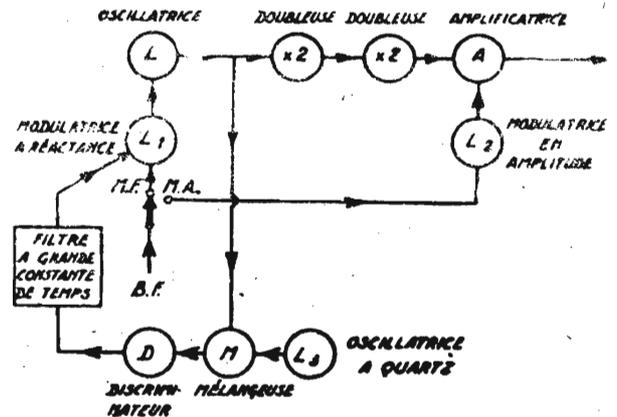


FIG. 156

Des spectrographes, dont on verra un exemple plus loin, permettent de tracer la courbe même du spectre, ou de la voir apparaître sur l'écran d'un oscillographe cathodique. La figure 154 donne quatre exemples de tels oscillogrammes

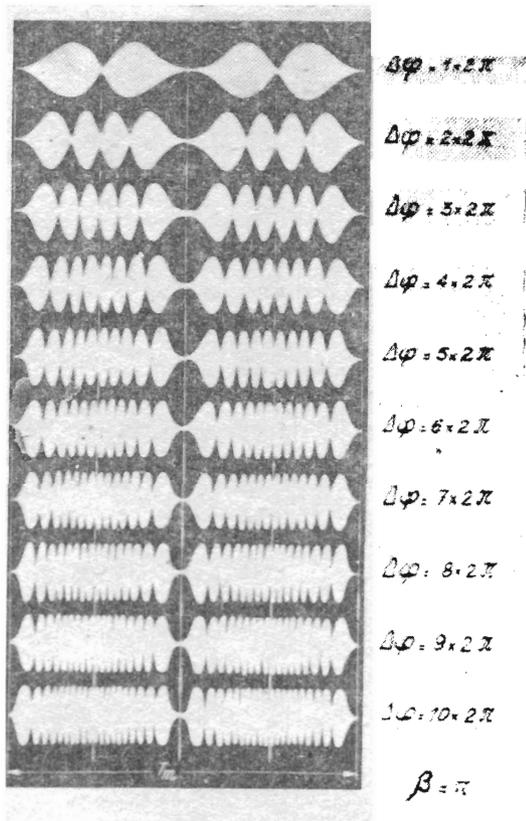


Fig. 152.

(Bibl. 69), obtenus sur une onde modulée en fréquence avec une modulation de 15.000 c/s. A gauche et en haut, la déviation de fréquence est de 7.500 c/s, correspondant à un indice de modulation  $m = 0,5$ . Au-dessous, la déviation de fréquence est de 30.000 c/s, correspondant à un indice de modulation de 2, et on constate la réduction de l'intensité de l'onde porteuse, ainsi que l'augmentation corrélative de l'intensité du premier couple d'ondes latérales. A droite, en haut, on a réglé la déviation de fréquence à la valeur de 36.000 c/s, correspondant justement à l'indice de modulation  $m = 2,4$  qui annule l'intensité de l'onde porteuse. Enfin, à droite et en bas, la déviation de fréquence est de 75.000 c/s, correspondant à l'indice de modulation  $m = 5$ .

#### B. — Méthodes de mesures à la réception.

Dans ce cas encore, la plupart des méthodes de mesure concernant, par exemple, la sensibilité et la sélectivité des récepteurs, sont analogues à celles utilisées en modulation d'amplitude. On aura, en outre, à examiner la question de la linéarité du discriminateur, et on pourra, dans ce but,

comparer la tension provenant de la sortie de cet appareil avec la tension provenant de la sortie d'un discriminateur très linéaire, réalisé, par exemple, avec des circuits assez amortis, ce qui réduit la sensibilité et abaisse le taux de distorsion possible.

On étudiera de même les qualités du limiteur

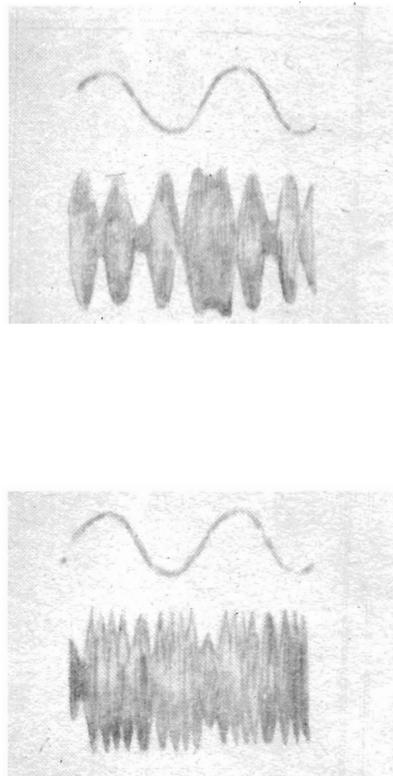


Fig. 153.

en lui appliquant des tensions croissantes, et notant les courants obtenus dans son circuit-plaque. On tracera ainsi une courbe faisant apparaître son seuil de fonctionnement, et le moment où, la saturation étant atteinte, il fonctionne d'une manière satisfaisante.

#### C. — Appareils de mesure.

Les appareils de mesure spécialement utilisés en modulation de fréquence sont surtout des générateurs étalonnés, des systèmes discriminateurs spéciaux, et, éventuellement, des spectrographes. Bien entendu, on utilise, d'autre part, les divers appareils de mesure de tensions et de niveaux (voltmètres électroniques, voltmètres à redresseur, wattmètres de sortie, etc...), déjà employés en modulation d'amplitude.

1° *Générateurs étalonnés.* — Ces générateurs produisent des tensions étalonnées, que l'on peut moduler en fréquence avec des fréquences déterminées et des indices de modulation réglables et bien connus.

Les dispositions peuvent être diverses. La

onné à réglage de fréquence continu, construit par la « Boonton Company ». L'appareil comprend un oscillateur sur 19 Mc/s, modulable en fréquence, et un oscillateur non modulable, mais de fréquence réglable à volonté et couvrant la gamme de 20 à 30 Mc/s. Les tensions provenant des deux oscillateurs sont appliquées à un mélangeur qui donne à sa sortie :

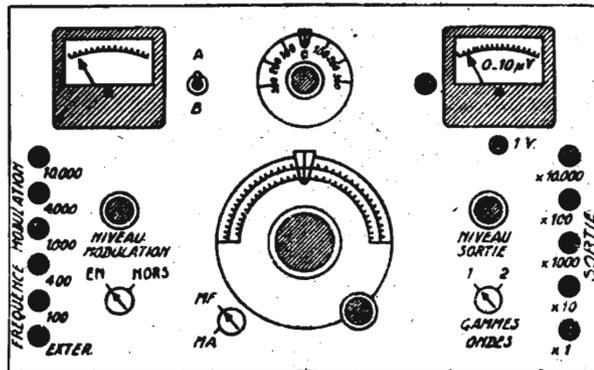


FIG. 156

a) soit une tension modulée en fréquence, et dont la fréquence porteuse peut varier entre 1 et 12 Mc/s (gamme obtenue en faisant intervenir la différence des fréquences des oscillations initiales) ;

b) soit une tension modulée en fréquence, et dont la fréquence porteuse peut varier entre 39 et 50 Mc/s (gamme obtenue en faisant intervenir la somme des fréquences des oscillations initiales).

Les circuits de sortie sélectionnent à volonté l'une ou l'autre des gammes, et comportent les atténuateurs réglables habituels. La seconde gamme est employée pour l'étude des récepteurs de radio-diffusion à modulation de fréquence, et la première pour l'étude des amplificateurs de moyenne fréquence, utilisés dans ces récepteurs (1).

On voit, sur la face avant de l'appareil, le cadran d'accord principal, gradué, d'une part, de 1 à 10 Mc/s, et, d'autre part, de 40 à 50 Mc/s, à côté de lui, à gauche, le commutateur de mise en marche et le commutateur permettant de moduler, soit en fréquence, soit en amplitude, et, à droite, le commutateur de gammes d'ondes. Audessus du cadran principal, se trouve un cadran d'appoint agissant sur la fréquence de la première hétérodyne, et permettant de faibles variations ( $\pm 300$  kc/s), pour les mesures de sélectivité. A gauche, sont des boutons poussoirs permettant de choisir à volonté une fréquence de modulation de 100, 400, 1.000, 4.000 ou 10.000 c/s, ou une fréquence de modulation exté-

(1) On notera le principe général permettant de réaliser facilement une oscillation de fréquence médiane variable à la volonté de l'opérateur, et modulée en fréquence avec une déviation constante, indépendante de cette fréquence médiane, et qui consiste à faire battre une oscillation modulée en fréquence, de fréquence médiane fixe, avec une seconde oscillation non modulée, mais dont la fréquence peut être réglée sur une valeur quelconque, dans une gamme étendue.

rieure quelconque, le voltmètre indiquant la profondeur de modulation, gradué en kc/s de déviation, avec le bouton de réglage du niveau de la modulation. A droite sont également des boutons poussoirs d'affaiblissement de la tension de sortie, correspondant à des coefficients de 10.000, 1.000, 100, 10 et 1, la prise « 1 volt » habituelle, le bouton de réglage continu du niveau, et le voltmètre de sortie dont l'échelle change automatiquement, suivant le bouton poussoir enfoncé.

2° *Discriminateurs de mesure.* — Ces appareils comportent un discriminateur et un voltmètre de sortie. S'ils sont destinés à des mesures de linéarité, ce sont des appareils que l'on cherche à rendre très linéaires, en amortissant leurs circuits, quitte à sacrifier la sensibilité. Si, au contraire, ils sont destinés à des mesures de sensibilité, on emploiera parfois des appareils à circuits très peu amortis, mais ne tolérant alors que des déviations de fréquence relativement faibles.

3° *Spectrographes.* — La figure 157 reproduit le principe d'un spectrographe automatique (Bibl. 69) permettant d'obtenir des diagrammes analogues à ceux de la figure 154. Les oscillations modulées en fréquence, dont on veut relever le spectre, sont appliquées à un étage changeur de fréquence M, qui reçoit, d'autre part, les oscillations d'une hétérodyne locale  $L_1$ , dont la fréquence diffère de la fréquence porteuse du courant à étudier de 2 Mc/s. Les oscillations de cette hétérodyne locale sont elles-mêmes modulées en

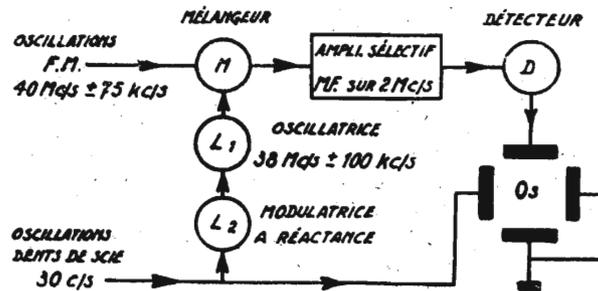


FIG. 157

fréquence, avec une déviation de 100 kc/s, par une lampe à réactance  $L_2$ . La fréquence de cette modulation est de 30 c/s seulement, et la tension en dents de scie qui la produit est, d'autre part, appliquée aux plaques de l'oscillographe Os, de façon à produire un balayage horizontal.

La tension résultant du changement de fréquence agit sur un amplificateur moyenne fréquence accordé sur 2 Mc/s et très sélectif, qui fait apparaître, par conséquent, une modulation d'amplitude mettant en évidence chaque onde latérale du courant qui lui est appliqué. Cette modulation d'amplitude est détectée par le détecteur D et appliquée aux plaques verticales de l'oscillographe. Ainsi, lorsque, sous l'action de l'oscillation de la lampe  $L_1$ , la fréquence médiane des oscillations provenant du mélangeur M varie

lentement à la fréquence de 30 c/s, et en couvrant une gamme de fréquence de 200 kc/s au total, le spectre même apparaît sur l'écran sous la forme d'une courbe lumineuse qu'il suffit de calquer.

L'étalonnage s'effectue en notant les conditions dans lesquelles l'onde porteuse ou le premier ou le second couple d'ondes latérales s'annulent, ce qui correspond à des indices de modulation de valeurs bien connues.

## CHAPITRE IV

### APPLICATIONS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

#### A. — Radiodiffusion.

Comme on l'a vu, l'une des premières applications de la modulation de fréquence a été la réalisation, principalement aux Etats-Unis, de stations de radiodiffusion de très haute qualité. On ne reviendra pas, ici, sur les avantages de ces stations qui ont été exposés au cours du Chapitre VII de la Première Partie, et on se bornera à rappeler la figure 99 qui résume ceux de ces avantages qui sont particuliers à la radiodiffusion.

En 1939, la bande de fréquence affectée à ce genre de stations aux Etats-Unis, allait de 42 à 50 Mc/s (longueurs d'onde 7 m. 14 à 6 m.), et était divisée en 40 canaux de 200 kc/s chacun. Cinq de ces canaux étaient réservés à des stations de caractère éducationnel, et 35 à des stations commerciales ordinaires. La déviation de fréquence maxima était de 75 kc/s, le spectre de chaque station couvrant, par conséquent, 180 kc/s environ.

On s'efforçait de reproduire convenablement les fréquences de modulation entre 30 et 15.000 c/s, l'indice de modulation au maximum de la déviation étant, par conséquent, toujours supérieur à 5, et atteignant des valeurs considérables pour les plus basses fréquences. On utilisait les taux de « préaccentuation » et de « désaccentuation » déjà indiqués.

Dans la ville de Chicago, par exemple, trois telles stations fonctionnaient, sur les fréquences de 45,1, de 45,9 et de 46,7 Mc/s.

La puissance de ces diverses stations était, en général, comprise entre 1 et 10 kW, exceptionnellement 50 kW. Des études se poursuivaient de 1940 à 1942 pour réaliser un prototype de station plus puissante.

Le nombre des récepteurs de radiodiffusion à modulation de fréquence, vendus dans le public, toujours aux Etats-Unis, était évalué, en 1939, à 395.000, dont 365.000 pouvaient recevoir à volonté les émissions à modulation d'amplitude et à modulation de fréquence, et 30.000 étaient spécialisés dans la réception de la modulation de fréquence.

Devant le succès de telles émissions — dont la bonne utilisation, on le rappellera, nécessite l'emploi de récepteurs appropriés ayant, en particulier, une amplification basse fréquence et des haut-parleurs très étudiés, — on a cherché s'il ne serait pas possible, sans nuire à la qualité, de

réduire quelque peu la déviation de fréquence, de façon à pouvoir loger un plus grand nombre de canaux dans la bande de 42 à 50 Mc/s dont il vient d'être question. Des essais ont, en conséquence, été effectués (Bibl. 32), qui ont montré l'avantage des grandes déviations de fréquence. Ils ont consisté à réaliser quatre récepteurs tout à fait identiques, à l'exception des bandes passantes, et destinés à la réception de stations d'émission ayant, respectivement, des déviations maxima de 15, 30, 60 et 75 kc/s. Dans chaque cas, trois émetteurs différents ont été utilisés : un émetteur spécial de 1 kW, un petit émetteur de 1 W et un émetteur commercial ordinaire. La gamme de fréquences de modulation reproduite allait de 50 à 10.000 c/s.

La courbe de la figure 158 montre, tout d'abord, la variation du rapport  $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$  en fonction de la déviation de fréquence, rapport mesuré chaque fois avec le récepteur correspondant, de façon à faire bénéficier les faibles déviations de la réduction de la bande passante ; on voit, néanmoins, l'avantage des fortes déviations. Des essais de brouillage, effectués avec un oscillateur local, ont également montré la réduction apportée lorsque la déviation atteignait 75 kc/s. La comparaison faite avec des systèmes à modulation d'amplitude

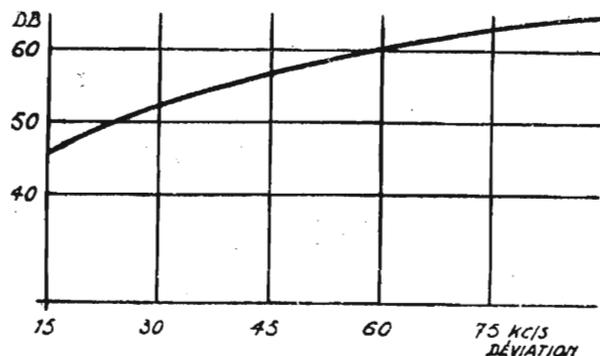


FIG. 158

a confirmé la très grande supériorité de la modulation de fréquence dans ce cas, et également pour la protection contre les brouillages de caractère impulsif.

Des essais ont également été poursuivis en cherchant à recevoir une émission déterminée, brouillée par une seconde émission effectuée sur

la même fréquence. La figure 159 donne les courbes obtenues en portant, en abscisse, le rapport des champs de l'émission désirée et de l'émission brouilleuse, et, en ordonnée, le rapport du signal au brouillage, à la sortie du récepteur. On constate encore l'avantage apporté par l'utilisation des plus grandes déviations de fréquence. D'autres essais, en faisant fonctionner la station désirée et la station brouilleuse, non plus sur la même fréquence, mais dans des canaux voisins, ont confirmé ce résultat. La conclusion d'ensemble a été que, pour obtenir la très bonne qualité que l'on souhaitait en l'espèce, il ne fallait pas descendre au-dessous d'une déviation de 75 kc/s.

A l'occasion d'études poursuivies en vue des Conférences Internationales qui fixent périodiquement la répartition des fréquences entre les divers services, on s'est demandé, aux Etats-Unis, s'il ne conviendrait pas de reporter les stations à modulation de fréquence dont il s'agit sur des fréquences plus élevées. Dans la bande de 42 à 50 Mc/s, précédemment utilisée, on observe, en effet, dans certains cas, l'existence d'ondes d'espace, dues à des réflexions sur l'ionosphère, et l'on a vu que la présence de telles ondes était particulièrement gênante en modulation de fréquence, et introduisait des distorsions considérables. Après quelques hésitations, la Commission américaine chargée d'étudier ces questions a, en définitive, proposé de reporter les stations de radiodiffusion à modulation de fréquence entre 88 et 106 Mc/s, la gamme de 88 à 92 Mc/s étant réservée aux stations de caractère éducatif (qui disposeront ainsi de 20 canaux de 200 kc/s), et la gamme de 92 à 106 Mc/s étant affectée aux stations de radiodiffusion commerciales ordinaires (qui disposeront ainsi de 70 canaux). En outre, la gamme voisine, de 106 à 108 Mc/s, serait affectée à des stations d'émission à modulation de fréquence destinées à transmettre des fac-similés à l'usage du public (transmission d'un journal, de cartes météorologiques, de cours de bourse, de croquis, etc.). Les récepteurs utilisés sur les fréquences dont il vient d'être question auraient, en principe, des amplificateurs moyenne fréquence sur 9,3 Mc/s.

#### Utilisation simultanée de la modulation d'amplitude et de la modulation de fréquence.

Il a été proposé de moduler simultanément la même onde porteuse en modulation d'amplitude et en modulation de fréquence, ce qui est évidemment possible (1), de façon à effectuer deux émissions de radiodiffusion simultanées sur la même fréquence. A la réception, le récepteur à modulation d'amplitude ne recevra que les signaux correspondant à cette modulation, à condition que sa bande passante soit assez large

pour ne pas transformer en modulation d'amplitude la modulation de fréquence de la seconde émission (ce qui nécessite que la bande passante du récepteur soit au moins aussi grande que celle d'un récepteur à modulation de fréquence). De

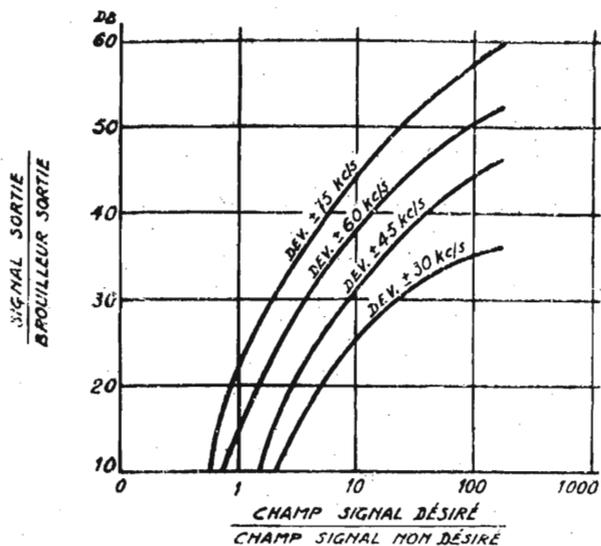


FIG. 159.

même, le récepteur à modulation de fréquence ne sera pas influencé par la modulation d'amplitude, à condition que son limiteur fonctionne d'une manière assez proche de la perfection.

On envisageait, en particulier, l'utilisation de cette combinaison pour obtenir un effet stéréophonique, en transmettant sur les deux modulations le même programme, mais capté par des microphones disposés à droite et à gauche de l'orchestre. Le dispositif n'a toutefois pas fait l'objet de réalisations industrielles.

En réalité, il semble que le moyen le meilleur d'obtenir le maximum de qualité et de naturel pour une radiodiffusion que l'on voudrait exceptionnellement bonne, consisterait à utiliser trois émissions distinctes à modulation de fréquence, transmettant les sons recueillis par trois microphones, et associées à trois récepteurs et à des jeux de haut-parleurs produisant, à la réception, l'effet stéréophonique. De tels dispositifs ont déjà donné lieu à un certain nombre d'essais. Pour intéressants qu'ils soient, il convient de noter la complexité et le prix de revient du matériel récepteur, qui paraissent limiter leur application à des cas particuliers, et restreindre leur possibilité d'emploi chez les usagers habituels de la radiodiffusion.

*Liaisons radiotéléphoniques entre les studios et les émetteurs de radiodiffusion.* — La mise en service de stations de radiodiffusion de très haute qualité a montré qu'alors les distorsions maximales risquaient de provenir du système de liaison par câble entre les studios et les émetteurs de ces stations. On a donc été conduit à envisager d'as-

(1) La profondeur de la modulation d'amplitude ne doit naturellement jamais atteindre 100 %, de façon à conserver toujours aux oscillations de haute fréquence un minimum d'intensité.

surer cette liaison par des émissions à modulation de fréquence sur des ondes plus courtes encore que celles de l'émission principale. On a choisi pour cela la gamme de fréquence de 330,4 à 343,6 Mc/s avec une déviation de fréquence de 200 kc/s, devant assurer une très bonne protection contre les bruits de fond, et un taux de distorsion non linéaire de 2 % au maximum de la déviation de fréquence. Assez souvent d'ailleurs, l'expérience montre qu'on peut ramener la déviation à la valeur plus normale de 75 kc/s.

L'ensemble comprend un poste émetteur de petite puissance, installé au studio même, et modulé par un microphone. L'antenne est un doublet horizontal avec directeur et réflecteur. A la réception, une antenne analogue alimente un récepteur de haute qualité, dont la sortie basse fréquence module l'émetteur de radiodiffusion dont les émissions sont reçues par les usagers.

Les dispositions de l'émetteur et du récepteur montrent combien les techniciens de la modulation de fréquence sont devenus maîtres en l'art de « jongler » avec les fréquences, de les doubler, de les tripler, etc., et de combiner entre eux les divers appareils pour produire les effets souhaités, tout en évitant d'introduire des distorsions dépassant les niveaux admissibles.

L'examen de ces dispositions est particulièrement instructif à cet égard :

Le poste émetteur (fig. 160) comprend un maître-oscillateur MO, oscillant sur la fréquence  $f$ , et modulé par une lampe à réactance R, elle-même attaquée par l'amplificateur basse fréquence suivant le microphone. Un étage sépara-

M. A la sortie du convertisseur, on obtient une émission modulée en fréquence, et dont l'onde médiane a pour fréquence  $3f + 24f'$ , la stabilité étant ainsi améliorée, puisque, si le terme  $3f$  peut varier légèrement parce que le maître-oscillateur dont il provient n'est pas stabilisé par quartz, le terme  $24f'$ , au contraire, reste tout à fait constant. Ces oscillations sont amplifiées par un étage amplificateur A, puis triplées par un étage tripleur de fréquence symétrique, utilisant des lampes type « phare », capables de dissiper sur leurs plaques une puissance de 50 watts, et amplifiées, enfin, par un étage de puissance P, également symétrique, et utilisant des lampes identiques, transmettant l'énergie à l'antenne.

D'autre part, une certaine tension est prélevée après le premier doubleur qui suit le maître-oscillateur  $M_1O_1$ , stabilisé par quartz, et cette tension, de fréquence  $6f'$  par conséquent, est appliquée à un étage convertisseur  $M'$  qui reçoit, d'autre part, une tension de fréquence  $6f$  provenant du maître-oscillateur MO après le premier triplage, et après doublage par un étage supplémentaire. A la sortie du convertisseur  $M'$ , on recueille une tension de fréquence  $6f - 6f'$  qui est d'environ 3 Mc/s et qui, après passage par un limiteur L, destiné à supprimer toutes fluctuations d'amplitude, est appliquée à un discriminateur D, très sélectif. Une tension provenant du discriminateur agit sur la lampe modulatrice à réactance R pour stabiliser la fréquence du maître-oscillateur MO, suivant le principe déjà exposé à diverses reprises.

Le récepteur comprend un étage amplificateur haute fréquence, un premier convertisseur de fréquence, deux étages amplificateurs moyenne fré-

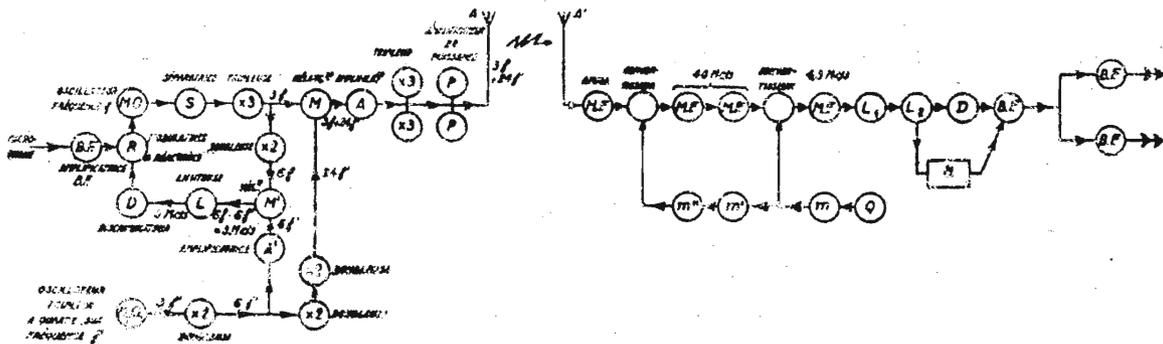


FIG. 160

teur S est excité par le maître-oscillateur, et il est suivi lui-même d'un étage tripleur portant la fréquence médiane à la valeur  $3f$ . La tension modulée est ensuite appliquée à un étage convertisseur, qui reçoit, d'autre part, une tension provenant d'un maître-oscillateur  $M_1O_1$ , stabilisé par quartz, fonctionnant sur la fréquence  $f'$  et dont on fait apparaître dans le circuit-plaque l'harmonique 3, de fréquence  $3f'$  par conséquent. Cette fréquence est multipliée successivement par 3 doubleurs de fréquence, et amenée à la valeur  $24f'$ , qui est appliquée au convertisseur

quence sur 40 Mc/s, un second convertisseur de fréquence, un étage amplificateur moyenne fréquence sur 4,3 Mc/s, deux étages limiteurs successifs, le discriminateur habituel, un premier étage basse fréquence, d'où les tensions se divisent en deux voies : l'une alimente, par un second étage basse fréquence de petite puissance, un haut-parleur local, permettant de vérifier la réception, et l'autre alimente, par un autre étage basse fréquence, plus puissant, le poste émetteur normal, à modulation de fréquence.

Les oscillations locales des deux convertisseurs

sont produites à partir d'un même oscillateur stabilisé par quartz Q, celles du second convertisseur après une seule multiplication de fréquence par l'étage  $m$ , et celles du premier convertisseur après deux multiplications supplémentaires par les étages  $m'$  et  $m''$ . Un système réduisant le bruit de fond, en l'absence d'onde porteuse, et analogue aux circuits étouffeurs précédemment étudiés, fonctionne en prélevant une certaine tension sur le second limiteur, en l'amplifiant convenablement par le dispositif  $a$ , et en s'en servant pour bloquer le premier étage basse fréquence lorsque c'est nécessaire.

### B. — Radiotélégraphie.

La manipulation radiotélégraphique s'effectue en faisant varier la fréquence de l'onde émise, et en affectant une fréquence aux points et aux traits, et une fréquence aux intervalles. C'est le très ancien système de la manipulation avec « contre-manipulation », que les Américains dénomment aujourd'hui « carrier-shift ». Le rendement est très amélioré, d'une part par l'emploi d'une onde porteuse bien stable à l'émission et, d'autre part, par l'emploi, à la réception, d'un ensemble spécial qui va être sommairement décrit. La variation de fréquence à l'émission est, en général, choisie entre 400 et 1.200 c/s suivant les postes, cette dernière valeur étant employée pour les plus grandes vitesses de manipulation. Une valeur normale, très fréquemment utilisée, est de 850 c/s.

À l'émission, il n'y a pas de dispositions particulières à envisager : on peut, par exemple, avoir deux oscillateurs très stables et fonctionnant sur des fréquences différant entre elles de 850 c/s ; le manipulateur relie à l'un ou à l'autre des oscillateurs les étages de puissance, au cours de l'émission.

À la réception, on utilise un ensemble ayant la constitution de la figure 161 ; les signaux sont d'abord appliqués à un récepteur normal R se terminant par un amplificateur moyenne fréquence sur 465 kc/s, et suivi d'un filtre  $F_1$ . Les choses sont réglées de telle façon que la fréquence des signaux et la fréquence des intervalles entre les signaux soient symétriques par rapport à 465 kc/s, la fréquence des intervalles étant supérieure à la fréquence des signaux. Une hétérodyne moyenne fréquence, dont la fréquence est inférieure à 465 kc/s, produit les notes musicales correspondant aux signaux et aux intervalles.

Les oscillations traversent, ensuite, un ensemble limiteur L, constitué, en réalité, par deux limiteurs successifs à triodes, le premier limitant les signaux dans un sens, et le second limitant les signaux dans l'autre sens. Du limiteur s'ouvrent deux voies distinctes, triées au moyen de filtres  $F_2$  et  $F_3$ . La première laisse passer les oscillations correspondant aux signaux, qui sont détectées par un détecteur  $D_2$ , et la seconde, les oscillations correspondant aux intervalles entre les

signaux, qui sont détectées par un détecteur  $D_3$ . L'ensemble agit sur un relai spécial symétrique, de façon à cumuler les effets, et à actionner un enregistreur.

En réalité, un second dispositif récepteur, identique au premier, est utilisé, avec une antenne distincte et fonctionne avec lui en « diversity ». Les deux récepteurs sont reliés l'un à l'autre par des systèmes supprimeurs de bruits de fond, qui ne laissent passer que les signaux de la voie ayant le moins de souffle ou de parasites, à un moment donné.

L'ensemble est évidemment très complexe, mais il permet des résultats excellents : c'est ainsi que, sur une fréquence déterminée, un poste émetteur radiotélégraphique, d'une puissance de 400 watts, installé en France pour transmettre des télégrammes de presse aux Etats-Unis à une vitesse de 500 mots par minute, et effectuant un trafic de 1 million de mots par mois, a assuré un service meilleur qu'un poste à manipulation ordinaire par tout ou rien, utilisé précédemment, et dont la puissance était de 50 kilowatts.

Une application particulière de la modulation de fréquence à la radiotélégraphie est la suivante : on sait que dans les postes ordinaires à manipulation par tout ou rien, on est souvent amené, pour réduire les inconvénients du fading sélectif, à moduler en amplitude les signaux, avec une ou plusieurs notes de modulation (souvent, une note fondamentale et certains de ses harmoniques), de façon à étendre le spectre émis. Cette extension du spectre peut aussi s'effectuer par une modulation de fréquence sur une fréquence assez basse pour que le spectre soit presque continu. Le procédé donnerait, contre le fading sélectif, une protection meilleure encore qu'avec la modulation d'amplitude.

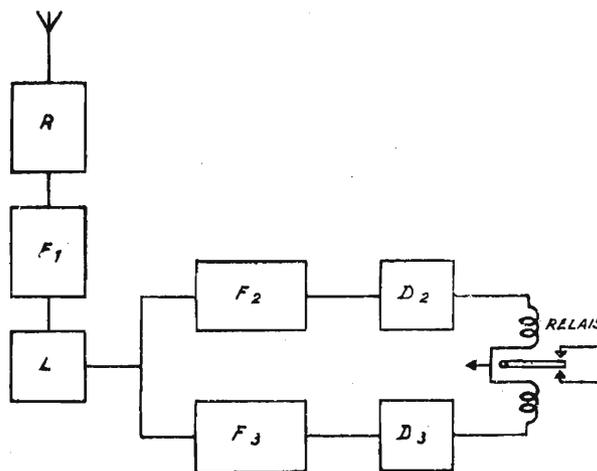


FIG. 161

### C. — Transmissions de fac-similés et téléphotographie.

Les transmissions de fac-similés s'effectuent avec une manipulation analogue à celle des transmissions télégraphiques, une fréquence étant

affectée aux signaux et une fréquence aux intervalles entre les signaux. La différence des deux fréquences est, en général, de 1.200 c/s.

Quant aux transmissions de téléphotographie, elles font intervenir alors une modulation de fréquence à déviation variable suivant l'intensité du fragment de cliché reproduit, la variation s'étendant entre 0 et 4.000 c/s le plus souvent.

#### D. — Télévision.

On peut évidemment envisager de réaliser des postes de télévision modulés en fréquence, bien qu'on soit alors conduit à des largeurs de bande qui peuvent atteindre des valeurs considérables.

Mais on a surtout proposé — sans d'ailleurs passer au stade des applications industrielles — de combiner, dans un même poste émetteur de télévision, une modulation d'amplitude et une modulation de fréquence. Dans un poste utilisant, pour la transmission de l'image, une modulation d'amplitude, on peut, par exemple, se servir d'une modulation de fréquence additionnelle

fréquence en une modulation d'amplitude qui est ensuite détectée, et dont les signaux sont appliqués au système de balayage.

On peut aussi utiliser deux modulations de fréquence différentes, l'une pour les signaux de synchronisation de lignes et l'autre pour les signaux de synchronisation d'images. Les organismes officiels ou officieux qui ont à examiner périodiquement la question des « standards » des émissions de télévision n'ont d'ailleurs pas, jusqu'ici, retenu de tels systèmes, et s'en sont tenus à l'utilisation de signaux de synchronisation modulés en amplitude.

#### E — Ensembles émetteurs-récepteurs.

De très nombreux ensembles émetteurs-récepteurs de petite puissance, de faibles dimensions et de faibles poids, ont été réalisés, par exemple pour les voitures de police, les voitures de pompiers, les services d'avertissement signalant les incendies de forêts, etc. Ces ensembles ne comportent pas de dispositions bien particulières, et sont, en général, constitués par un émetteur

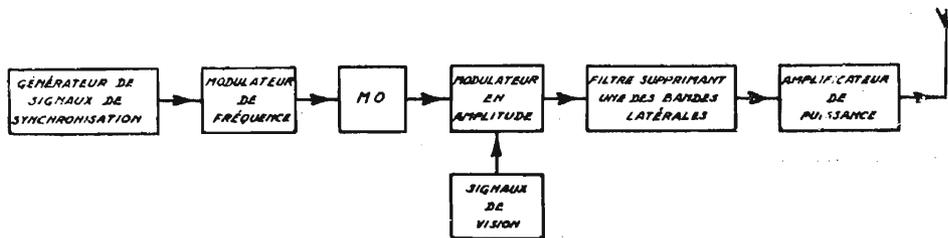


Fig. 162

pour transmettre les signaux de synchronisation (Bibl. 76). La disposition schématique de l'émetteur pourra être celle de la figure 162, où les signaux de synchronisation modulent en fréquence un maître-oscillateur MO, qui est ensuite modulé en amplitude par les signaux d'images. Pour réduire la bande passante, on utilise une transmission à bande latérale unique, avec un filtre spécial, suivi de l'amplificateur de puissance. A la réception (fig. 163), la sortie en moyenne fré-

modulant par lampe à réactance, avec une fréquence rayonnée qui est 8 ou 12 fois la fréquence de l'oscillateur modulé, et un récepteur à limiteur et discriminateur. Comme il ne s'agit que de paroles, les fréquences de modulation à reproduire vont de 300 à 3.000 ou éventuellement 4.000 c/s environ, et la déviation de fréquence adoptée est souvent de 15 kc/s, ce qui conduit à une bande passante beaucoup plus réduite que dans les postes de radiodiffusion.

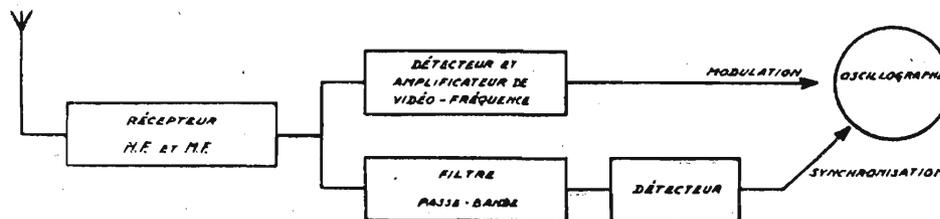


Fig. 163

quence du récepteur se divise en deux voies : une voie transmise à un détecteur de modulation d'amplitude et à l'amplificateur de vidéo-fréquence habituel, modulant le faisceau électronique de l'oscillographe, l'autre voie traversant un filtre passe bande sélectionnant les signaux de synchronisation, transformant leur modulation de

Applicant une méthode déjà exposée, on cherche souvent à utiliser le récepteur pour stabiliser la fréquence médiane du maître-oscillateur de l'émetteur pendant les périodes d'émission. Cette idée est toute naturelle, puisque, justement, le récepteur, qui comporte un discriminateur, est analogue aux stabilisateurs souvent

employés dans les récepteurs de signaux à modulation d'amplitude ayant un certain degré de perfectionnement. Il suffit de laisser le récepteur en marche — avec une sensibilité réduite — pendant les périodes d'émission, et de prélever à la sortie du discriminateur la tension continue ou lentement fluctuante convenable, de l'amplifier éventuellement par un amplificateur à courant continu, et de l'appliquer à la lampe modulatrice à réactance pour qu'elle agisse sur la fréquence médiane du maître-oscillateur de l'émetteur, dans le sens désiré.

Il faut évidemment que les circuits du discrimi-

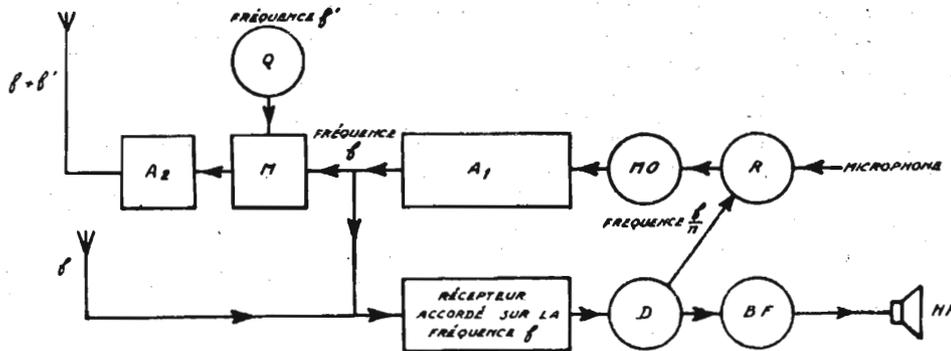


FIG. 164

minateur soient bien stables, et n'introduisent pas de variation de fréquence accidentelle.

Par principe même, l'émission doit alors se faire sur la même fréquence que la réception. S'il ne devait pas en être ainsi, et si l'on voulait continuer à utiliser le même système de stabilisation, il faudrait ajouter, soit à l'émetteur, soit au récepteur, un changement de fréquence supplémentaire. La figure 164 représente, par exemple, un ensemble émetteur-récepteur recevant des ondes sur une fréquence  $f$ , et devant émettre sur une fréquence différente. Le récepteur a sa constitution normale ; l'émetteur comprend un maître-oscillateur sur la fréquence  $\frac{f}{n}$ , suivi d'un certain nombre d'étages amplificateurs et multiplificateurs de fréquence  $A_1$ , amenant la fréquence à la valeur  $f$ , puis d'un mélangeur  $M$  recevant, d'autre part, les oscillations d'un maître-oscillateur à quartz, très stable  $Q$ , oscillant sur la fréquence  $f'$ . Un amplificateur  $A_2$  amplifie enfin les signaux de fréquence médiane  $f + f'$ , et les envoie dans l'antenne. La tension de stabilisation de la fréquence est prélevée sur le discriminateur  $D$ , et appliquée à la lampe modulatrice à réactance  $R$ . D'autre part, les signaux provenant de l'émetteur sont prélevés, à la fréquence  $f$ , à la sortie de l'ensemble amplificateur  $A_1$ . Le résultat cherché est atteint, le maître-oscillateur  $Q$  restant toutefois en dehors de l'ensemble stabilisé, ce qui ne présente pas d'inconvénient, puisque c'est un oscillateur à quartz.

On peut également chercher à utiliser, pendant les périodes de réception, les oscillations du maître-oscillateur de l'émetteur qui ne sont pas alors

modulées en fréquence, et s'en servir, par exemple, après multiplication convenable de fréquence le cas échéant, comme oscillations locales d'un ou de plusieurs étages changeurs de fréquence du récepteur. Deux cas peuvent alors être envisagés :

a) Si l'on ne tient pas à ce que la fréquence de l'onde émise soit la même que celle de l'onde reçue, on peut simplement prélever à la sortie de l'émetteur l'oscillation non modulée et l'appliquer au changeur de fréquence. Alors, la fréquence des ondes émises diffère de celle des ondes reçues de la valeur de la moyenne fréquence du récepteur ;

b) Si, par contre, les deux fréquences émise et reçue doivent être les mêmes, il faut alors utiliser un changeur de fréquence supplémentaire, analogue à celui employé dans l'ensemble de la figure 164, et qui ajoute à la fréquence des courants provenant des premiers étages de l'émetteur, une fréquence de valeur égale à la moyenne fréquence de l'amplificateur correspondant du récepteur.

Cette combinaison permet d'ailleurs, dans certains cas, d'obtenir une meilleure stabilité de l'ensemble émetteur et récepteur et on en verra des applications plus loin, dans certains postes militaires.

#### F. — Systèmes de liaisons par relais. — Dispositifs multiplex.

Les ondes très courtes utilisées avec la modulation de fréquence ne permettant pas des transmissions directes à grande distance, on a été amené à développer — comme on l'avait fait d'ailleurs déjà avec des postes à modulation d'amplitude — le système des *relais* qui permet de retransmettre de poste en poste une même émission, et de réaliser des liaisons à grande distance.

Chaque relai comprend un ensemble récepteur, recevant les signaux du poste précédent, et un ensemble réémetteur, retransmettant les signaux vers le poste suivant. L'emplacement des divers relais est naturellement choisi pour que la propagation des ondes soit bonne entre eux. On les place en général en utilisant les collines ou les points hauts du terrain, de façon qu'ils se trouvent en visibilité directe deux à deux. Les antea-

nes utilisées sont souvent des dipôles horizontaux dont on peut superposer un assez grand nombre, de façon à réaliser une concentration de l'énergie sur l'horizon, ce qui donne à ces antennes l'aspect caractéristique « d'arêtes de poisson ». On place un réflecteur derrière les dipôles. Pour éviter des réactions parasites, la réémission se fait sur une fréquence un peu différente de celle de la réception.

Sur les ondes centimétriques, où des dispositifs analogues ont été utilisés, on emploie alors des antennes constituées par un dipôle placé au foyer d'un paraboloïde de révolution métallique, plein ou grillagé, et fonctionnant comme miroir réflecteur. On obtient ainsi un gain appréciable à l'émission, en concentrant l'énergie vers le récepteur, et on réduit, d'autre part, les bruits de fond et les parasites à la réception, toutes choses égales d'ailleurs. Au lieu d'un dipôle, on peut, pour alimenter le réflecteur, faire déboucher à son foyer un guide d'ondes rayonnant des ondes ayant la polarisation souhaitée, en général horizontale. Enfin, on peut également employer des cornets alimentés par des guides d'ondes, et qui présentent, souvent, sur le réflecteur, l'avantage d'un diagramme de rayonnement comportant une feuille et moins de folioles correspondant à des rayonnements d'énergie dans des directions non désirées.

On peut évidemment transmettre sur une même fréquence porteuse plusieurs voies de communication et réaliser des dispositifs multiplex, ceci d'autant plus que la fréquence est plus élevée. On a réalisé de tels systèmes, soit sur des ondes métriques, soit sur des ondes centimétriques (Bibl. 10) pour des nombres de voies qui peuvent être considérables. Il faut naturellement éviter toute distorsion non linéaire, qui entraînerait une certaine diaphonie entre les voies, et on arrive à ce résultat par l'emploi judicieux d'un ou de plusieurs systèmes de contre-réaction. Des voies télégraphiques peuvent également trouver place au milieu des voies téléphoniques.

La puissance haute fréquence généralement mise en jeu est de quelques watts, procurant un champ suffisant à la réception, étant donné le gain dû aux propriétés directives des deux antennes.

### G. — Applications militaires.

Les applications de la modulation de fréquence à des postes radiotéléphoniques pour liaisons militaires ont été nombreuses, mais uniquement dans l'Armée américaine. Ni l'Armée britannique, ni l'Armée allemande ne paraissent avoir fait usage de ce procédé de modulation. Les divisions françaises équipées en matériel américain ont, par contre, largement employé ce type d'appareil.

1° *Liaisons dans les unités blindées.* — C'est pour assurer des liaisons entre véhicules blindés que la modulation de fréquence a trouvé ses premières applications militaires aux Etats-Unis. Les raisons sont vraisemblablement la protection

très bonne conférée contre les brouillages, la possibilité de reproduire plus souvent, dans un ensemble de réseaux, une fréquence déterminée, sans qu'il y ait de gêne introduite, la protection obtenue contre les parasites radioélectriques de caractère impulsif qui peuvent provenir des magnétos des moteurs, la netteté du passage d'un canal de fréquence au canal voisin, etc. On comptait sans doute aussi, au début, sur un certain secret des communications, l'ennemi n'étant pas immédiatement équipé en récepteurs susceptibles de les intercepter, mais, évidemment, ce ne devait être là qu'un avantage passager.

Par contre, la modulation de fréquence pourrait avoir, au point de vue militaire, l'inconvénient d'être « étouffée » complètement par un brouilleur reçu avec un champ un peu plus intense que celui des signaux désirés. Il ne semble pas toutefois qu'avec les puissances utilisées cette éventualité se soit souvent produite.

Quoi qu'il en soit, les résultats obtenus ont été, en général, excellents, et le nombre des postes à modulation de fréquence d'une division blindée atteint plusieurs centaines.

On peut diviser ces appareils en deux catégories :

a) *Postes à deux fréquences.* — Ces dispositifs, relativement simples, sont des ensembles émetteurs-récepteurs pouvant fonctionner sur deux fréquences déterminées à l'avance, le passage de l'une à l'autre se faisant au moyen d'un commutateur.

Deux types principaux ont été réalisés ; l'un, le SCR 509 (avec, comme variante, le SCR 510) dans lequel les fréquences émises peuvent être choisies dans la gamme de 20 à 27,9 Mc/s (qui renferme 80 canaux de chacun 100 kc/s) — longueurs d'onde 15 m à 10,75 m — et qui est destiné aux liaisons entre les véhicules blindés légers, et l'autre, le SCR 609 (avec, comme variante, le SCR 610) dans lequel les fréquences d'émission peuvent être choisies dans la gamme 27 — 38,9 Mc/s, comportant 120 canaux de 100 kc/s de largeur — longueurs d'onde 11,11 m à 7,71 m — et destiné également à des liaisons d'artillerie (1).

Suivant le cas, ces appareils peuvent être alimentés sur batteries de piles ou sur groupe convertisseur, et ils équipent souvent les « Jeeps ». La puissance rayonnée est d'environ 2 watts, l'antenne utilisée est une antenne « fouet » verticale, et la portée obtenue est au moins de 8 kilomètres.

La figure 165 donne la disposition de principe, très classique, de ces postes. L'émetteur comprend un maître-oscillateur MO, modulé par une lampe à réactance R, alimentée elle-même par les courants provenant du microphone *m*, et qui ont traversé un circuit de préaccentuation Pa. Le maître-oscillateur est suivi d'un doubleur de fréquence constitué par une doublé triode dont les

(1) Notons, pour mémoire, que les blindés allemands utilisaient des fréquences du même ordre, mais en modulation d'amplitude.

grilles sont alimentées en opposition et dont les plaques sont montées en parallèle, et d'un amplificateur de puissance A également constitué par une double triode montée en push-pull.

Le récepteur comprend un ou deux étages amplificateurs haute fréquence (suivant le type d'appareil)  $a_1$  et  $a_2$ , un convertisseur de fréquence  $m$ , deux étages amplificateurs moyenne fréquence  $mf_1$  et  $mf_2$ , sur 4,3 Mc/s (ou, pour certains appareils, sur 2,88 Mc/s), un limiteur  $l$  et un discriminateur constitué par une diode  $d_1$  et par l'élément triode de cette lampe fonctionne comme amplificateur à courant continu pour transmettre à la lampe à réactance une tension prélevée à la sortie du discriminateur, et qui a pour but de stabiliser la fréquence du maître-oscillateur MO, comme on l'a déjà vu. Le discriminateur est suivi du circuit de désaccentuation Da et d'un étage amplificateur de basse fréquence BF, alimentant le haut-parleur HP. L'hétérodyne locale  $h$  du changeur de fréquence  $m$  est stabilisée par quartz, et comporte deux cristaux  $Q_1$  et  $Q_2$ , commutables. Suivant les appareils, c'est l'harmonique 3 ou l'harmonique 4 de la fréquence fondamentale de ces cristaux que l'on fait résonner dans le circuit-plaque de l'hétérodyne, et que l'on applique au changeur de fréquence.

On voit que l'effet de cette combinaison est de stabiliser la fréquence du maître-oscillateur MO, et de la faire dépendre uniquement de la fréquence de l'hétérodyne locale pilotée par quartz, et de la fréquence d'accord du discriminateur du récepteur. Comme les circuits de ce discriminateur sont étudiés pour que cette fréquence d'accord reste très stable, il en résulte que la stabi-

lant les périodes d'émission que pendant celles de réception, étant donné le principe utilisé pour la stabilisation de la fréquence.

Comme sur beaucoup de postes militaires américains, le dépannage éventuel du matériel est facilité en ramenant un certain nombre de tensions sur une plaquette ayant l'aspect d'un support de lampe octal, ce qui permet de mesurer très rapidement les valeurs correspondantes, et de localiser les défauts.

b) *Postes à 10 fréquences.* — Ces postes, beaucoup plus perfectionnés et plus complexes, constituent l'appareillage type des véhicules blindés importants, et sont utilisés également par l'artillerie.

On a cherché à partir d'un maître-oscillateur directement stabilisé par quartz en thermostat, ce qui empêche l'utilisation du système de modulation simple par lampe à réactance. C'est alors le système de modulation de phase par une self-inductance saturée, parcourue à la fois par les courants de haute fréquence et par les courants de modulation préalablement très amplifiés, qui a été étudié précédemment (fig. 24), qui est utilisé.

Les appareils sont souvent rassemblés sur un seul bâti d'assez grandes dimensions, comportant un émetteur et un ou deux récepteurs, ce qui permet, dans ce dernier cas, de disposer de 10 fréquences d'émission et de 20 fréquences de réception. L'une des caractéristiques de ce matériel est que le passage d'une fréquence à l'autre, aussi bien sur l'émetteur que sur le récepteur, s'effectue très simplement en agissant sur un bouton-poussoir portant le numéro de la fréquence

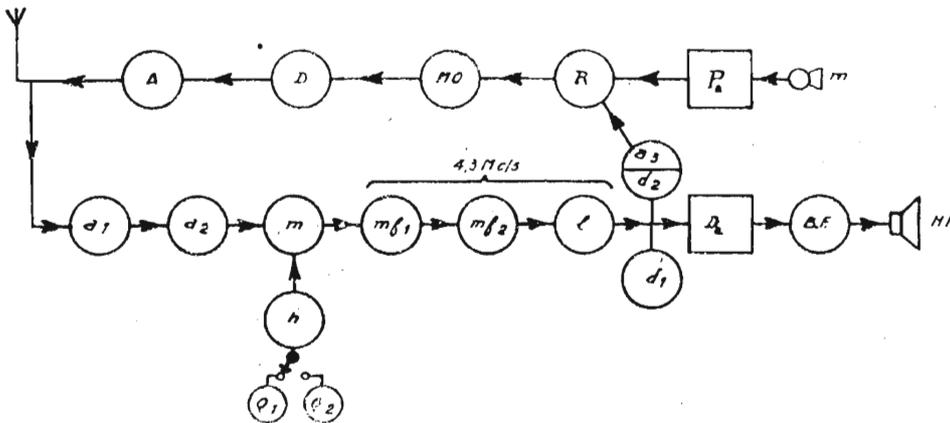


FIG. 165

lisation du maître-oscillateur est presque aussi bonne que s'il était directement équipé avec un quartz.

Le passage de l'émission à la réception se fait très simplement en appuyant sur la pédale du combiné microphonique, qui allume les filaments de l'émetteur. Quant aux filaments du récepteur, ils restent bien entendu allumés aussi bien pen-

que l'on désire obtenir. Il y a donc 10 boutons-poussoirs par appareil, et les récepteurs comportent, en plus, la possibilité d'un réglage continu.

Comme pour les dispositifs à deux fréquences, deux catégories de matériel répondant à ces caractéristiques ont été réalisées : d'une part, l'appareillage SCR 508 (dénommé SCR 528 lors-

qu'il ne comporte qu'un seul récepteur, et SCR 538 lorsqu'il comprend seulement un récepteur et un interphone pour les communications à l'intérieur du véhicule blindé, sans émetteur), où les fréquences peuvent être préréglées parmi les 80 canaux de chacun 100 kc/s de largeur compris dans la gamme 20 — 27,9 Mc/s ; d'autre part, le SCR 608 (dénommé SCR 628 lorsqu'il ne comprend qu'un récepteur), de caractéristiques analogues, mais pour la gamme 27 — 38,9 Mc/s, comportant 120 canaux de chacun 100 kc/s.

Le premier type est utilisé d'une façon générale dans les véhicules blindés. Le second est employé sur les « chasseurs de chars » et pour des liaisons d'artillerie. L'antenne utilisée est une

quence. Les impulsions modulées produites sont appliquées au système redresseur R, qui ne doit laisser passer que les impulsions de polarité positive. On profite du fait que, par suite des propriétés mêmes du redresseur, son circuit de sortie renferme un grand nombre d'harmoniques de la fréquence fondamentale, pour isoler, au moyen d'un filtre, le douzième harmonique, ce qui produit par conséquent déjà une multiplication par 12 de la fréquence du cristal initial. La tension provenant du redresseur est alors appliquée à un étage tripleur de fréquence T, puis à un étage doubleur D, ce qui provoque au total une multiplication par 72 de la fréquence du maître-oscillateur. Enfin, un étage amplificateur de puis-

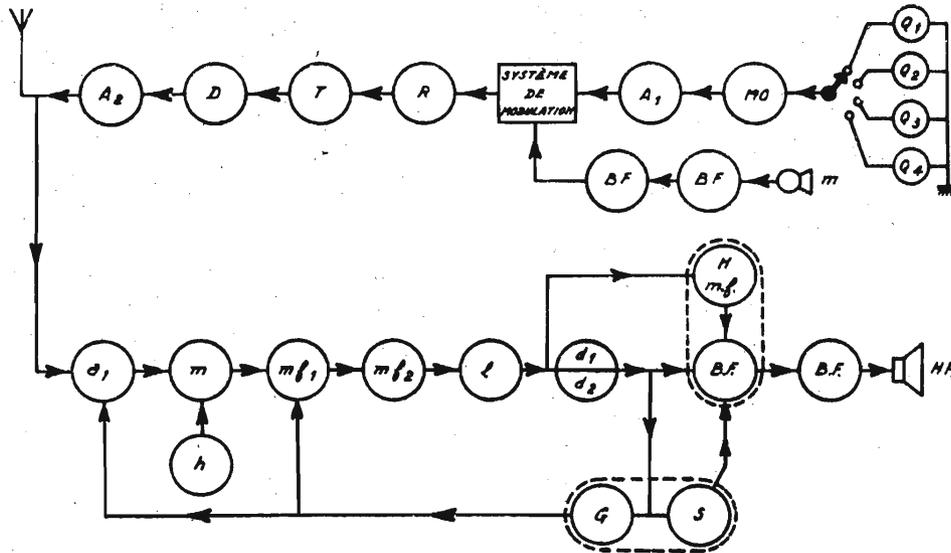


FIG. 166

antenne « fouet » et la puissance haute fréquence est de l'ordre de 20 à 30 watts, assurant une portée de 8 à 20 kilomètres, et parfois davantage.

Un autre trait commun à tout ce matériel est que chaque émetteur et chaque récepteur porte, à l'arrière, un petit groupe générateur (dynamotor) assurant son alimentation à partir de la batterie d'accumulateurs du véhicule blindé (12 ou 24 volts). Ainsi, chaque appareil forme un tout autonome, et peut être retiré facilement du bâti général (les divers circuits électriques étant connectés par l'intermédiaire d'un système de broches, placé à l'arrière).

La figure 166 montre la disposition de principe de l'ensemble : l'émetteur comporte un maître-oscillateur MO stabilisé par des quartz commutés par les boutons-poussoirs (4 quartz seulement ont été représentés au lieu des 10 existant), suivi d'un premier amplificateur haute fréquence  $A_1$ . A la sortie de cet amplificateur, les courants passent dans le système de modulation qui reçoit, d'autre part, les courants provenant du microphone  $m$ , amplifiés par deux étages basse fré-

quence  $A_2$  transmet l'énergie à l'antenne. Le nombre des étages doubleurs ou tripleurs dépend, d'ailleurs, du matériel considéré et de la gamme d'onde à couvrir.

Le récepteur comporte un étage amplificateur haute fréquence  $a_1$ , un changeur de fréquence  $m$ , alimenté par une hétérodyne locale  $h$ , non stabilisée par quartz, deux étages moyenne fréquence  $mf_1$  sur 2,65 Mc/s, un discriminateur à une diode double  $d_1$  et  $d_2$ , un premier et un second étage basse fréquence alimentant le haut-parleur. Une lampe triode double est raccordée au discriminateur. L'une des triodes fonctionne en circuit « étouffeur » bloquant le premier étage basse fréquence, conformément au schéma de la fig. 146. L'autre triode sert d'amplificatrice pour un système de réglage automatique de gain, retardé, qui agit sur la lampe amplificatrice haute fréquence  $a_1$  et sur la première lampe amplificatrice moyenne fréquence  $mf_1$ . Enfin, un dispositif indicateur d'appel est réalisé par une lampe oscillant sur une fréquence voisine de la moyenne fréquence du récepteur (et constituée par une

seconde triode, placée dans la même ampoule que la triode du premier étage amplificateur basse fréquence). Lorsqu'on attend un appel, cette lampe reçoit les courants provenant du limiteur et les transmet directement au premier étage basse fréquence, sans passer par le discriminateur. Elle produit donc des battements de fréquence audible, modulés en amplitude, qu'elle détecte elle-même, et qui actionnent le haut-parleur sur une note musicale. Le système est, bien entendu, supprimé ensuite, pendant la réception des signaux radiotéléphoniques.

Le passage de l'émission à la réception s'effectue au moyen de relais, commandés par la pédale placée sur le combiné microphonique.

2° *Liaisons d'infanterie.* — La modulation de

pareil, et la puissance haute fréquence est de l'ordre de 0,5 watt. La portée annoncée est d'environ 5 kilomètres, mais des portées très supérieures sont souvent obtenues.

La figure 167 représente la disposition schématique de l'ensemble émetteur-récepteur. A l'émission, le courant du microphone  $m$  agit sur une lampe modulatrice à réactance  $R$ , modulant en fréquence le maître-oscillateur  $MO$ , suivi lui-même d'un doubleur de fréquence  $D$ . A la sortie de cet étage, une tension est prélevée pour servir d'oscillation locale au premier changeur de fréquence du récepteur, conformément au principe exposé précédemment. Comme on veut que la fréquence d'émission soit identique à la fréquence de réception, un étage changeur de fréquence  $M$  est ensuite utilisé dans l'émetteur, avec

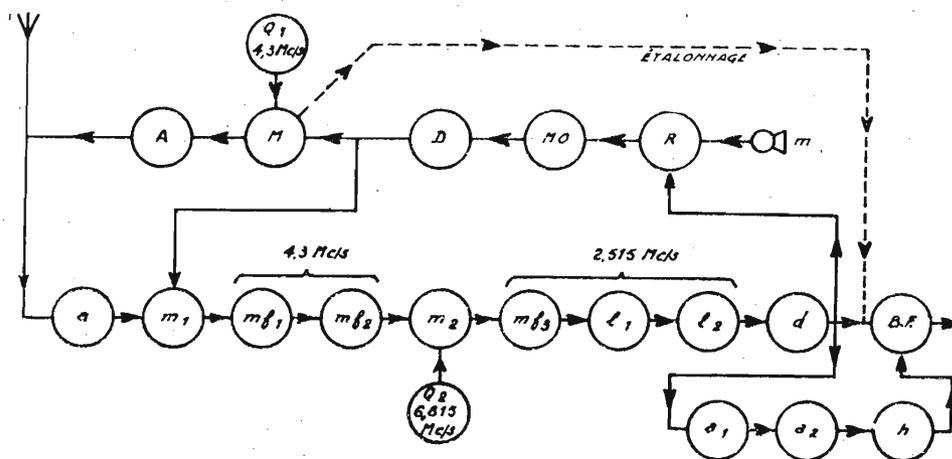


FIG. 167

fréquence a été appliquée plus tardivement pour les liaisons dans l'infanterie, mais elle a donné lieu à une réalisation tout à fait exceptionnelle, tant par le perfectionnement du matériel que par la valeur des résultats obtenus. Il s'agit du poste SCR 300, qui a été utilisé pour la première fois lors du débarquement d'Anzio, et qui a remplacé le petit poste SCR 536 à modulation d'amplitude, qui fonctionnait sur des ondes plus longues, était du type dit « Handie Talkie » et ressemblait à un gros combiné microphonique (1).

Le poste SCR 300, du type « Walkie Talkie », est destiné à être porté à dos d'homme, avec ses piles d'alimentation. Il couvre la gamme de 40 à 48 Mc/s (longueurs d'onde 7,5 à 6,12 mètres), dans laquelle trouvent place 40 canaux de chacun 200 kc/s. L'antenne est constituée par une tige verticale flexible, se déroulant au-dessus de l'ap-

une hétérodyne locale stabilisée par quartz  $Q_1$ , sur une fréquence de 4,3 Mc/s, égale à la moyenne fréquence du récepteur. Un étage amplificateur de puissance  $A$  alimente enfin l'antenne.

Le récepteur comporte un étage amplificateur haute fréquence  $a$ , suivi d'un premier changeur de fréquence  $m_1$ , dont l'oscillation locale est produite par l'émetteur, comme il a été dit ci-dessus. Deux étages moyenne fréquence  $mf_1$  et  $mf_2$  sur 4,3 Mc/s suivent, et conduisent les oscillations à un second changeur de fréquence  $m_2$ , dont les oscillations locales sont fournies par une hétérodyne stabilisée par quartz  $Q_2$ , sur la fréquence 6,815 Mc/s. On obtient ainsi une nouvelle moyenne fréquence dont la valeur est de  $6,815 - 4,3 \text{ Mc/s} = 2,515 \text{ Mc/s}$ , qui est amplifiée par un étage  $mf_3$ , et appliquée à deux limiteurs successifs  $l_1$  et  $l_2$ .

Après le discriminateur  $d$ , les signaux sont envoyés à un étage basse fréquence BF, alimentant le téléphone. Une tension continue est prélevée à la sortie du discriminateur  $d$  pour agir sur la lampe à réactance  $R$ , de façon à stabiliser la fréquence du maître-oscillateur  $MO$  de l'émetteur. D'autre part, un circuit étouffeur du type représenté par la figure 147 est utilisé à la sortie

(1) La désignation « Handie Talkie », que l'on pourrait traduire par « Parler à main », a trait à des postes émetteurs-récepteurs radiotéléphoniques assez petits pour pouvoir être tenus à la main, par opposition avec les postes dits « Walkie Talkie », c'est-à-dire « Parleurs en marchant » qui sont un peu plus volumineux et plus lourds que les précédents, et doivent être portés à dos d'homme ou à la ceinture. L'un et l'autre type de poste peut naturellement fonctionner pendant que l'opérateur marche.

du discriminateur, et comprend un étage amplificateur du bruit de fond  $a_1$  (alimenté par un filtre ne laissant passer que les composantes du bruit de fond supérieures à la fréquence de modulation la plus élevée à recevoir), un étage amplificateur à courant continu  $a_2$ , et une hétérodyne locale  $h$  sur 400 kc/s, accrochant ou décrochant, suivant les tensions qui lui sont appliquées. Le courant de cette hétérodyne est redressé par une diode incluse dans l'une des lampes de l'appareil, et bloque ou débloque l'étage amplificateur basse fréquence.

Si l'on examine le fonctionnement de l'ensemble au point de vue de la stabilité de fréquence, on constate que la fréquence du maître-oscillateur MO est maintenue telle que la seconde moyenne fréquence du récepteur ait exactement la valeur sur laquelle est accordé le discriminateur  $d$ . Comme les circuits de ce discriminateur sont très stables, et que, d'autre part, la moyenne fréquence doit être égale à la différence entre les fréquences des deux quartz des hétérodynes  $Q_1$  et  $Q_2$ , la stabilisation de l'onde émise est presque aussi bonne que si le maître-oscillateur MO était directement stabilisé par quartz.

La combinaison utilisée a, en outre, l'avantage de permettre l'emploi de quartz oscillant sur des fréquences pour lesquelles il est facile de les tailler, et d'éviter une trop grande multiplication de fréquence. Le condensateur variable du maître-oscillateur MO est d'un modèle particulièrement robuste, comportant un grand cadran de lecture éclairé, et un système démultiplicateur de commande. Son étalonnage peut être réeffectué par le moyen suivant : un circuit permet de prélever sur l'étage mélangeur M les divers harmoniques des oscillations de l'hétérodyne locale  $Q_1$ , stabilisée par quartz sur 4,3 Mc/s. Ces harmoniques sont conduits à une diode incluse dans l'une des lampes de l'appareil où ils sont combinés avec l'oscillation provenant de l'émetteur lui-même. Les battements obtenus sont redressés et appliqués à l'étage basse fréquence du récepteur. Dans la gamme de 40 à 48 Mc/s, couverte par le poste, on a alors un battement sur la fréquence de 43 Mc/s, correspondant au dixième harmonique, et un battement sur la fréquence de 47,3 Mc/s, correspondant au onzième harmonique. On agit sur de petits condensateurs spéciaux pour faire coïncider ces battements avec les graduations correspondantes du cadran d'accord de l'émetteur, et l'étalonnage se trouve ainsi réalisé avec une grande précision, à partir du quartz de l'hétérodyne  $Q_1$ .

Le passage de l'émission à la réception s'effectue en appuyant sur la pédale du combiné microphonique, ce qui allume le filament de la lampe amplificatrice du poste émetteur.

Le même appareil est également utilisé pour certaines liaisons d'artillerie. Une variante a été réalisée pour être installée à bord des véhicules blindés, et servir aux liaisons avec l'infanterie. Dans ce cas, l'émission s'effectue sur une petite antenne verticale, distincte naturellement de l'an-

tenne principale de l'émetteur du véhicule blindé.

Il est actuellement envisagé, aux Etats-Unis, de mettre à la disposition du public de petits émetteurs-récepteurs analogues, pour assurer des liaisons privées, par exemple à l'intérieur d'une ville entre des immeubles situés dans un rayon de quelques kilomètres, une petite bande de fréquence étant spécialement réservée pour ce nouveau service.

3° *Dispositifs de liaisons dits « V.H.F. » (Very High Frequency)*. — Il s'agit là de postes émetteurs et récepteurs fonctionnant en modulation de fréquence sur des ondes de longueur voisine de 1 m., en vue de réaliser des liaisons par relais, comme celles déjà décrites ci-dessus.

Ces appareils, spécialement étudiés pour des installations militaires devant être mises en service très rapidement, permettent d'effectuer des communications multiplex à 6 ou 12 voies, et de transmettre également des fac-similés (par exemple cartes météorologiques, croquis du terrain, etc...). Ils sont montés, soit dans des camions, soit dans de petites baraques légères, et leur antenne est constituée par un doublet horizontal avec réflecteur et directeur, fixés au sommet d'un mât de quelques mètres de hauteur. L'emplacement des divers systèmes récepteurs et réémetteurs doit naturellement être étudié compte tenu des caractéristiques de propagation, et afin de réduire le nombre des postes intermédiaires.

Ces dispositifs ont été extrêmement développés, tout d'abord en Afrique du Nord, et des liaisons jusqu'à des distances dépassant 2.000 kilomètres, avec une trentaine de retransmissions intermédiaires ont été réalisées, comme par exemple celle entre Casablanca et Alger.

Lors du débarquement de Normandie, une installation montée en moins de deux heures a fonctionné dès le 8 juin, deux jours après le début des opérations, pour relier la côte française à la Grande-Bretagne, et elle a été doublée quelques jours après. Installée sur un point élevé de la côte normande, elle communiquait directement avec un poste de relai installé sur la côte anglaise. De là, un certain nombre de voies s'orientaient vers la région londonienne au moyen d'autres postes de relais intermédiaires, et les autres voies étaient dirigées vers le poste de commandement de la chasse aérienne.

D'autres liaisons ont, ensuite, été réalisées entre la France et la Grande-Bretagne, en particulier à partir d'un poste installé au sommet de la Tour Eiffel, et qui, du fait de la grande hauteur de son antenne, n'utilisait ensuite qu'un seul relai intermédiaire sur le territoire français, et pour des liaisons vers les Armées combattant en Allemagne.

#### H. — Applications aéronautiques. — Altimètres.

Les caractéristiques des ondes utilisées en modulation de fréquence les font convenir particulièrement bien pour des liaisons entre avions et

sol, dans un rayon assez étendu, où les postes émetteurs et récepteurs peuvent néanmoins se trouver à peu près en visibilité directe du fait de l'altitude de l'appareil. Aussi, les dispositifs à modulation de fréquence ont-ils déjà été utilisés pour des liaisons du service mobile aéronautique, tant dans l'aéronautique civile que dans l'aéronautique militaire.

Du côté militaire, on peut noter, par exemple, que les petits avions « Piper cub », destinés en particulier à l'observation des tirs d'artillerie, transmettent leurs renseignements au sol avec des appareils du type SCR 509, précédemment décrit.

Pour l'avenir, les nécessités de liaisons multiples conduiront, sans doute, à l'emploi de postes permettant d'obtenir facilement un plus grand nombre de fréquences, par exemple un nombre voisin de 300 ou de 600, et qui utiliseront, probablement, des montages dérivant de celui de l'appareil SCR 300, qui permet d'obtenir une bonne stabilité de l'onde émise, sans nécessiter un trop grand nombre de quartz.

Malgré les avantages que l'on a fait ressortir précédemment, il est d'ailleurs nécessaire de noter que certaines opinions sont encore assez réservées en ce qui concerne l'usage de la modulation de fréquence à bord des aéronefs. Dans ce cas, en effet, du fait de la faible puissance du poste émetteur, l'amélioration de rendement qu'il est possible d'obtenir par rapport à un appareil à modulation d'amplitude ne joue guère, et, par contre, on peut craindre une certaine complexité, entraînant des risques de panne plus fréquents. Certaines études récentes ont essayé de montrer que, à possibilités égales, le poids d'un petit émetteur-récepteur à modulation de fréquence pour avion n'était pas inférieur au poids de l'ensemble correspondant à modulation d'amplitude, mais que, par contre, le nombre des étages intermédiaires, le nombre des pièces détachées et les risques de dérangement étaient plus grands. L'avenir dira quelles seront, en définitive, les tendances vers lesquelles s'orienteront, d'une part l'aviation civile, et, d'autre part, l'aviation militaire.

**Altimètres.** — La modulation de fréquence a permis de réaliser, pour l'aviation, un dispositif particulier d'altimètre, permettant de connaître l'altitude de l'avion au-dessus du sol (Bibl. 73).

Le principe, déjà ancien, consiste à émettre à bord de l'avion une onde de courte longueur, et dont la fréquence varie assez vite. Cette onde se réfléchit sur le sol et revient à l'avion après avoir parcouru, par conséquent, un trajet égal à deux fois l'altitude de l'appareil. Elle est reçue par un récepteur spécial et appliquée à une lampe mélangeuse qui reçoit aussi directement une tension prélevée sur le poste émetteur. La fréquence de l'oscillation reçue, après réflexion sur le sol, et celle de l'oscillation reçue directement de l'émetteur, sont légèrement différentes, du fait de la variation intervenue pendant la durée du trajet. Il se produit, par conséquent, des battements,

dont la fréquence peut être mesurée et permet de connaître le laps de temps, naturellement très bref, que les ondes ont mis à aller se réfléchir au sol et à revenir, d'où l'on déduit l'altitude de l'avion.

Supposons, par exemple (fig. 168) que la fréquence varie en dents de scie, sa valeur s'accroissant d'abord proportionnellement au temps, puis

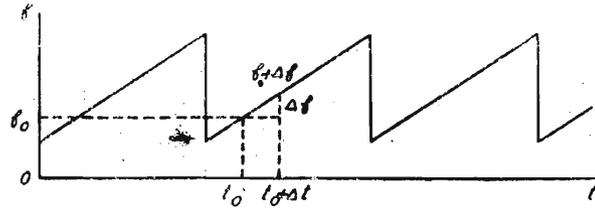


FIG. 168

retombant brusquement à la valeur initiale pour croître de nouveau, la période du phénomène étant d'ailleurs assez longue (1/25 de seconde par exemple). A l'instant  $t_0$ , l'onde émise a une certaine fréquence  $f_0$ . Après avoir fait deux fois le trajet entre l'avion et le sol, elle revient au récepteur à l'instant  $t_0 + \Delta t$  où la fréquence de l'onde produite localement est alors  $f_0 + \Delta f$ . Il s'en suit des battements de fréquence  $\Delta f$ , cette fréquence étant directement proportionnelle à l'altitude de l'avion. On voit, en considérant la figure, que, quel que soit l'instant  $t_0$ , considéré, la fréquence des battements garde la même valeur, avec le type de modulation de fréquence utilisé.

En général, les battements obtenus sont transmis à un fréquencemètre d'un modèle simple,

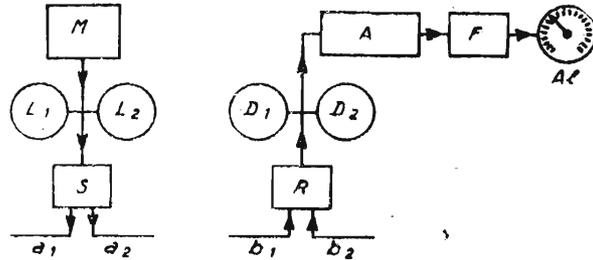


FIG. 169

produisant un courant continu d'intensité proportionnelle à la fréquence, et dont le cadran est directement gradué en altitudes.

Lors des premiers essais effectués, on utilisait, par exemple, une fréquence de 600 Mc/s (longueur d'onde 0 m. 50), variant en dents de scie à la fréquence de 25 c/s, l'étendue de la variation étant de 38 Mc/s pour mesurer les altitudes comprises entre 4 et 50 m., et de 20 Mc/s pour mesurer les altitudes comprises entre 10 et 150 m. La puissance rayonnée était de l'ordre du watt, et les oscillations étaient produites par une lampe triode spéciale à faible capacité interne. En échangeant la valeur de la déviation de fréquence au moyen d'un commutateur, on pouvait réaliser plusieurs échelles d'altitudes.

La figure 169 représente la disposition sché-

matique d'un appareil fonctionnant sur la fréquence médiane de 445 Mc/s (longueur d'onde 67 cm.), et possédant deux échelles, l'une pour les altitudes comprises entre 0 et 120 m., et l'autre pour les altitudes allant jusqu'à 1.200 m. La déviation de fréquence de part et d'autre de la fréquence médiane est d'environ 20 Mc/s pour la première échelle et d'environ 2 Mc/s pour l'autre. Elle est obtenue au moyen d'un condensateur tournant, entraîné par un petit moteur. On voit, à gauche, l'émetteur, qui comprend le modulateur de fréquence  $M$ , deux lampes gland, type 955,  $L_1$  et  $L_2$ , oscillatrices montées en push-pull, le système d'accord de l'antenne  $S$ , et le doublet horizontal rayonnant  $a_1 a_2$ . Le récepteur comporte un doublet horizontal analogue  $b_1 b_2$ , un système d'accord  $R$ , un détecteur d'amplitude constitué par deux lampes  $D_1$  et  $D_2$  montées en symétrique, un amplificateur à trois lampes  $A$ , le fréquencemètre  $F$  et l'indicateur d'altitude  $A_1$ . Pour éviter une action directe trop intense du doublet émetteur sur le doublet récepteur, les deux antennes sont, en général, placées sous les ailes de l'avion, l'une vers l'extrémité de l'aile droite et l'autre vers l'extrémité de l'aile gauche, la masse de l'avion réalisant ainsi un certain écran entre les deux.

Ce type d'appareil s'est beaucoup développé au cours des hostilités, concurremment avec d'autres altimètres utilisant le principe des « radars », et envoyant vers le sol des impulsions qui se réfléchissent et dont on mesure la durée de parcours avec un oscillographe cathodique. L'appareil à modulation de fréquence a toutefois l'avantage de donner des indications même pour des altitudes très faibles (4 mètres, et quelquefois moins), alors que les systèmes dérivant du radar se trouvent bloqués pendant toute la durée d'émission de l'impulsion, durée qui est de l'ordre de la microseconde et correspond, par conséquent, à une altitude d'au moins 150 m. Certains altimètres utilisent d'ailleurs les deux techniques : celle de la modulation de fréquence pour les altitudes faibles (0 à 300 m.) et celle du radar pour les altitudes plus élevées (300 à 15.000 m.). Pour ces grandes altitudes, en effet, l'altimètre à modulation de fréquence ne donnerait pas d'indications, le rapport des intensités du signal reçu, après réflexion, et du signal direct, étant alors beaucoup trop faible ; cet inconvénient n'existe pas pour les altimètres dérivant du radar, où le signal reçu après réflexion est détaché du signal reçu directement, sur l'écran de l'oscillographe.

Les altimètres à modulation de fréquence qui ont succédé au modèle sommairement décrit ci-dessus ont ensuite utilisé la gamme de fréquences de 1.600 à 1.700 Mc/s (longueurs d'onde 18,75 à 17,65 cm.) avec deux échelles d'altitudes, l'une de 0 à 300 m. et l'autre de 0 à 1.500 m.

Pour l'avenir, il semble qu'une tendance se manifeste vers une nouvelle augmentation de la fréquence, et il a été proposé de réserver, par exemple, pour de tels altimètres, les fréquences de 4.000 à 4.200 Mc/s (longueurs d'onde 7,5 à 7,14 cm.). Il est probable que les appareils en

question seront du type utilisant la modulation de fréquence pour les altitudes faibles et les impulsions pour les altitudes plus élevées.

#### I. — Télécommunications sur lignes.

A priori, les systèmes de télécommunication par ondes porteuses sur lignes de transport d'énergie électrique à haute tension, qui emploient des fréquences relativement basses (entre 150 et 30 kc/s), ne paraissent guère pouvoir bénéficier des avantages de la modulation de fréquence : sur des ondes aussi longues, en effet, on ne peut utiliser des indices de modulation bien grands, si l'on ne veut pas que le spectre excède sensiblement celui correspondant à la modulation d'amplitude. Dès lors, il semble que l'on doive perdre la plupart des avantages constatés pour la modulation de fréquence.

Il se trouve, toutefois, que les perturbations venant affecter de telles liaisons et dues, tant à des phénomènes permanents (effluves, effet corona, etc.), qu'à des manœuvres d'appareils (déclenchement de disjoncteurs, ouverture de sectionneurs, etc.), ont un caractère impulsif. Dès lors, l'expérience montre que, même avec de faibles indices de déviation, la modulation de fréquence présente des avantages notables sur la modulation d'amplitude, du fait de la protection exceptionnelle qu'elle confère contre de tels brouillages.

On a donc utilisé, dans ce cas, une modulation de fréquence dont la déviation maxima était de 3.000 c/s, transmettant des fréquences de modulation allant également jusqu'à 3.000 c/s pour la téléphonie, et correspondant, par conséquent, à des indices de modulation maxima pouvant s'abaisser jusqu'à 1. Malgré cette faible valeur, le gain, sur des lignes à 220 kV, a été de 12 décibels par rapport à un système de modulation d'amplitude utilisant la même puissance.

Pratiquement, on a également constaté qu'un poste à modulation de fréquence, sans préaccentuation, fournissant une puissance de 8 watts, donnait des résultats équivalant à ceux obtenus avec un poste à modulation d'amplitude ayant une puissance de 100 watts. La puissance du poste à modulation de fréquence pouvait même être ramenée à 2 watts en faisant alors usage de la préaccentuation à l'émission et de la désaccentuation à la réception.

Il semble donc que, contrairement à ce que l'on aurait pu croire, la modulation de fréquence va trouver, dans ce domaine encore, des applications intéressantes, aussi bien pour des transmissions radiotéléphoniques, que pour des transmissions de télémesures et, éventuellement, de télécommandes (1).

(1) On rappellera aussi que les amateurs américains qui effectuaient des émissions sur ondes courtes avant les hostilités, s'étant trouvés privés de la possibilité de faire fonctionner leurs postes, ont été autorisés, dans une certaine mesure, à assurer entre eux des liaisons au moyen de radiotéléphonie par courant porteur sur les réseaux de distribution d'énergie électrique alimentant leurs logements. Certains d'entre eux ont, à cette occasion, fait usage de la modulation de fréquence, avec des valeurs de déviation identiques à celles citées ci-dessus, et ont obtenu de bons résultats.

### J. — Applications diverses.

En dehors des utilisations qui viennent d'être énumérées, les courants modulés en fréquence trouvent de nombreuses applications dans la technique radioélectrique, chaque fois que l'on a besoin de suivre l'évolution d'un phénomène ou d'une grandeur (tension, intensité, gain, affaiblissement, déphasage, etc.) avec la fréquence. A vrai dire, on ne fait plus alors intervenir ici les propriétés particulières et les avantages signalés pour la modulation de fréquence, et on se borne à utiliser des tensions ou des courants dont la fréquence instantanée varie assez lentement, soit sinusoidalement, soit en dents de scie. La variation doit être assez lente pour que le spectre de la tension ou du courant modulé en fréquence soit pratiquement continu. Toutefois, comme, en général, on utilise dans les appareils en question des oscillographes cathodiques, sur l'écran desquels on fait apparaître la courbe donnant la grandeur étudiée en fonction de la fréquence, il est nécessaire, pour que la persistance des impressions lumineuses puisse entrer en jeu, que la fréquence de variation ne soit pas trop basse, et on choisit, en général, une période comprise entre  $1/10$  et  $1/50$  de seconde.

On se bornera à donner, ci-dessous, quelques indications sur l'application aux mesures, et sur l'application aux récepteurs dits « panoramiques », qui se sont beaucoup développés au cours des hostilités.

1° *Mesures.* — L'un des problèmes qui se pose le plus souvent aux radioélectriciens est celui de la détermination d'une certaine grandeur en fonction de la fréquence. C'est le cas, par exemple, pour l'étude de tous les récepteurs et de tous les amplificateurs, où l'on cherche à déterminer la courbe du gain et la courbe du déphasage en fonction de la fréquence des oscillations appliquées, aussi bien à l'intérieur de la bande passante qu'à l'extérieur. Cette détermination peut, évidemment, se faire point par point, mais,

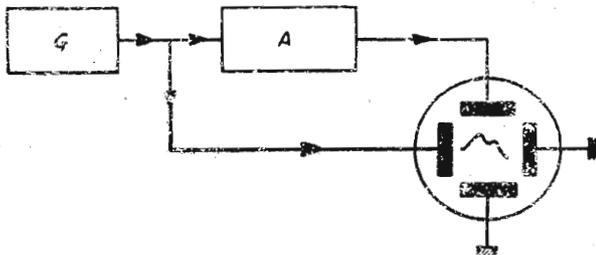


FIG. 170

dans bien des cas, il est extrêmement pratique de chercher à faire apparaître la courbe elle-même sur l'écran d'un oscillographe cathodique.

On y parvient facilement par le procédé suivant (fig. 170) : un générateur étalonné G, produisant une tension convenablement modulée en fréquence, alimente l'appareil à étudier A. On prélève à la sortie de cet appareil une grandeur fonction de l'élément étudié (gain, dépha-

sage, etc.) et on l'applique aux plaques de déflexion verticale d'un oscillographe cathodique. Le balayage horizontal est obtenu à partir du générateur étalonné G.

On obtient alors la disposition de la figure 171, qui représente l'écran de l'oscillographe cathodique. Le balayage horizontal correspond à une variation de la fréquence entre les valeurs  $f_1$  et  $f_2$ ,

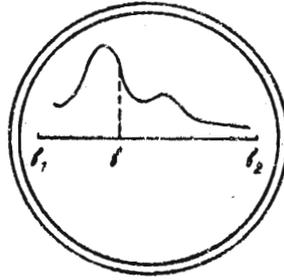


FIG. 171

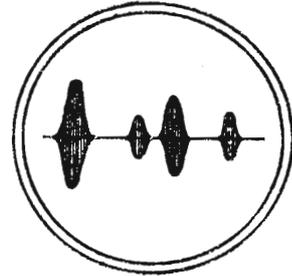


FIG. 172

et on voit apparaître la courbe donnant la grandeur souhaitée, pour chaque valeur  $f$  de la fréquence.

Un tel dispositif est très précieux, en particulier pour le réglage des amplificateurs à large bande passante, tels que ceux utilisés en télévision.

2° *Récepteurs « panoramiques ».* — Un récepteur radioélectrique est dit « panoramique » lorsqu'il permet de déceler, non seulement les signaux du poste sur lequel il se trouve accordé, mais encore les signaux de tous postes émettant dans un certain intervalle de fréquence. On peut ainsi surveiller toute une gamme d'ondes, et connaître les émissions qui s'y effectuent, ce qui permet de remplacer par un appareil unique un grand nombre de récepteurs, et de réduire par conséquent le nombre des opérateurs nécessaires.

La première idée qui vient à l'esprit pour réaliser un tel dispositif consiste à utiliser un récepteur à monoréglage, et à commander le bouton d'accord par un moteur convenable, de façon à balayer la gamme de fréquence désirée. En même temps, le moteur de commande synchronise, au moyen d'un dispositif approprié, le balayage horizontal d'un oscillographe cathodique dont les plaques de déflexion verticale reçoivent les tensions détectées par le récepteur. Le balayage doit être assez rapide pour que la courbe obtenue paraisse continue, et on obtient alors sur l'écran de l'oscillographe l'effet reproduit sur la figure 172, où l'on voit les diverses émissions existant dans la gamme balayée, avec leurs intensités relatives et leurs fréquences.

Mais on peut aussi employer un procédé plus simple, lorsque, comme c'est le cas fréquemment, on désire n'explorer qu'une gamme de fréquences assez restreinte (quelques dizaines de kc/s, par exemple). Alors, la bande passante des étages amplificateurs haute fréquence du récepteur est

suffisante pour couvrir toute cette gamme sans que l'accord ait à être modifié, et il suffit de faire varier la fréquence de l'oscillation locale du changeur de fréquence pour obtenir le résultat voulu. Cette variation de fréquence s'effectue au moyen d'une lampe à réactance modulant en fréquence l'hétérodyne locale, et recevant elle-même les tensions de modulation en provenance d'un système oscillateur sinusoïdal ou en dents de scie, assurant en même temps le balayage horizontal de l'oscillographe. Avec ce procédé, on

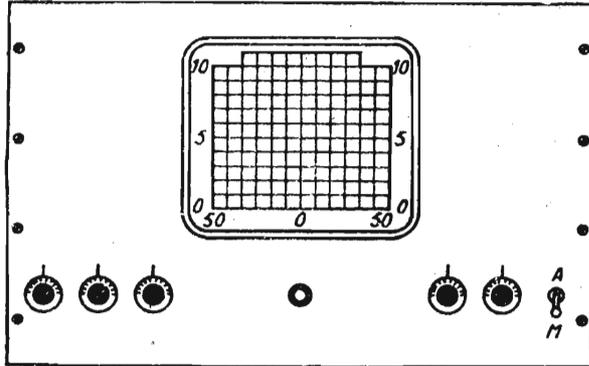


Fig. 173

peut assez simplement ajouter à un récepteur existant un système panoramique, qui renferme seulement l'oscillateur de balayage, la lampe à réactance (que l'on raccorde à l'hétérodyne locale

du récepteur), et l'oscillographe, avec ses circuits d'alimentation. Pendant que l'on reçoit normalement sur le récepteur les signaux désirés, l'oscillographe donne une idée des émissions qui encadrent ces signaux, dans un intervalle de quelques dizaines de kc/s ; il permet de veiller l'ensemble d'une bande et de se rendre compte, en particulier, des brouillages qui risquent de se produire, ou de rechercher les postes qui répondent à un appel général.

La figure 173 représente un tel appareil (1) destiné à être associé à un récepteur de trafic. On voit l'écran de l'oscillographe, qui est gradué horizontalement entre  $\pm 50$  kc/s, et, verticalement, en unités arbitraires, que l'on peut étalonner en champs électromagnétiques. Sous l'écran se trouvent une lampe de signalisation, à gauche, des boutons permettant de régler l'amplification, l'amplitude du balayage horizontal et un système de commande automatique du gain, et, à droite, les boutons de réglages vertical et horizontal de la position moyenne du spot de l'oscillographe, ainsi que l'interrupteur de mise en marche.

Il n'est pas douteux que de tels dispositifs se développeront encore, soit pour étudier la bonne utilisation des diverses bandes de fréquence par les services auxquels elles sont affectées, soit pour prévenir les brouillages, ou pour examiner les larges spectres des diverses émissions voisines, et éviter leur empiètement les uns sur les autres.

(1) Type « Hallierafter S. 35 ».

# BIBLIOGRAPHIE

## CONCERNANT LA MODULATION EN FRÉQUENCE

La modulation de fréquence a donné lieu, surtout depuis l'année 1936, à la publication d'un très grand nombre d'articles techniques, plus particulièrement à l'étranger, et même à la publication d'un traité spécialisé. Certaines listes d'articles sur ce sujet renferment l'indication de 700 ou 800 références. Si l'on y ajoute les articles de vulgarisation, on peut estimer que quelque 2.000 articles ont abordé cette question.

Il ne saurait, bien entendu, être donné une liste détaillée de toutes ces publications, et on s'est borné, ci-dessous, à classer en un certain nombre de catégories les articles principaux. On aura une vue assez complète de l'état actuel des études et des réalisations concernant la modulation de fréquence en étudiant les articles de la seconde catégorie (articles généraux importants et ayant un certain caractère historique), ainsi que les articles des autres rubriques marqués d'un astérisque, et en feuilletant, tout au moins, les articles non marqués d'un astérisque.

Il est également intéressant, lorsqu'on en a la possibilité, de parcourir les diverses notices techniques sur les postes émetteurs-récepteurs à modulation de fréquence de l'armée américaine.

### I

#### TRAITE SPECIALISE

- (1) HUND. — Modulation de fréquence (Mc. Graw-Hill, éditeur, New-York).

### II

#### ARTICLES GENERAUX IMPORTANTS

#### ET AYANT UN CERTAIN CARACTERE HISTORIQUE

- (2) CARSON. — Notes sur la théorie de la modulation. *P. R. I.*, février 1922.  
 (3) VAN DER POL. — Modulation de fréquence. *P. R. I.*, juillet 1930.  
 (4) RODER. — Modulation d'amplitude, de phase et de fréquence. *P. R. I.*, décembre 1931. Discussion dans *P. R. I.*, mai 1932.  
 (5) CHIREIX. — Modulation par déphasage, pour grandes puissances. *P. R. I.*, novembre 1935.  
 (6) ARMSTRONG. — Méthode de réduction des brouillages dans les communications radio par un système de modulation de fréquence. *P. R. I.*, mai 1936.  
 (7) CROSBY. — Caractéristiques des brouillages en modulation de fréquence. *P. R. I.*, avril 1937.  
 (8) RODER. — Bruits de fond en modulation de fréquence. *Electronics*, mai 1937.

### III

#### ARTICLES DE CARACTERE GENERAL

- (9)\* MATRICON. — La modulation en fréquence. *Revue technique Thomson-Houston*, janvier 1944.  
 (10)\* CLAVIER et ALTOVSKY. — Emploi simultané de deux techniques nouvelles en radiotélécommunications : ondes électromagnétiques centimétriques et modulation de fréquence. *Bulletin S. F. E.*, mars 1944.  
 (11) HECHT. — Modulation et bandes latérales, relation entre la modulation « en amplitude » et la modulation « en phase ». *Onde Electrique*, mars 1932.  
 (12) X... — Rapport sur la modulation de fréquence, du Laboratoire de Lyon du Service d'Etudes et de Recherches techniques du Secrétariat d'Etat aux Communications (hors commerce). (Etudes effectuées par les Services des Transmissions militaires.)  
 (13)\* CROSBY. — Spectre d'onde avec plusieurs fréquences de modulation, en modulation de phrase. *R. C. A. Review*, juillet 1938.

- (14)\* COLIN-CHERRY. — Caractéristiques de transmission des systèmes de communication à bandes latérales dissymétriques. *J. I. E. E.*, section Radio, mars 1942.  
 (15)\* KULP. — Spectres et coefficients de distorsion des oscillations modulées en fréquence et en amplitude : 1<sup>re</sup>, 2<sup>e</sup> et 3<sup>e</sup> parties. *E. N. T.*, mai, juin, juillet 1942.  
 (16)\* TRAVIS. — Contrôle automatique de la fréquence. *P. R. I.*, 1935, p. 1125.  
 (17)\* ZINKE. — Bandes latérales et théorie pendulaire de la modulation de fréquence, pour des modulations sinusoïdales et rectangulaires. *E. N. T.*, avril 1943.  
 (18) GOLDMAN. — Bruits de fond et brouillages en modulation de fréquence. *Electronics*, août 1941.  
 (19) VELLAT. — Introduction à la théorie de la modulation de fréquence. *E. N. T.*, 18, 1941.  
 (20) HEILMANN. — Considérations sur le problème de la modulation de fréquence. *E. N. T.*, 7, 217, 1930.  
 (21) T. L. E. ECKERSLEY. — Modulation de fréquence et distorsion. *Wir. Eng.*, 7, 1930.  
 (22) O. E. KEALL. — Interférences entre oscillations modulées en amplitude, en phase et en fréquence. *Wir. Eng.*, 1941. (Analyse dans *E. T. Z.*, t. 64, 23 septembre 1943.)  
 (23) G. W. O. HOWE. — Un intéressant problème d'onde latérale. *Wir. Eng.*, 7, 1930.  
 (24) W. RUNGE. — Recherches sur les émetteurs modulés en amplitude et en fréquence. *E. N. T.*, 7, 1930.  
 (25) W. RUNGE. — Sur la modulation, la largeur de bande des émetteurs et la démodulation. *Telefunken Z.*, 55, 28, 1930.  
 (26) C. H. SMITH. — Note sur les relations existant entre les ondes radioélectriques modulées en fréquence et en amplitude. *Wir. Eng.*, novembre 1930.  
 (27) H. RODER. — Sur la modulation de fréquence. *Telefunken Z.*, 53, 1929.  
 (28) METSCHL. — Nature de la modulation en fréquence et en amplitude. *E. T. Z.*, 60, 1939.  
 (29) HOLTZLER. — Etude sur la modulation de fréquence. *E. N. T.*, 18, 106, 1941.  
 (30) BLACK et SCOTT. — Limites de modulation en modulation de fréquence. *Electronics*, septembre 1940.  
 (31) MAGINNES. — Variation sinusoïdale d'un paramètre dans le circuit série simple. *P. R. I.*, janvier 1941.  
 (32) L. LÉVY. — Bande étroite contre bande large. *Electronics*, juin 1940.  
 (33) FOSTER et SEELEY. — Accord automatique, circuits simplifiés, et pratique de leur étude. *P. R. I.*, 1937, p. 289.  
 (34) WHEELER. — Solution des problèmes de bandes latérales non symétriques par méthode de l'onde porteuse de fréquence zéro. *P. R. I.*, août 1941.  
 (35) X... — Modulation de fréquence (généralités), 3<sup>e</sup> partie d'une étude générale de l'électronique. *Electronics*, juin 1941.  
 (36) G. LANG. — Réduction des brouillages par la modulation de fréquence. *Funktechnische Monatshefte*, 10, octobre 1942.  
 (37) RODER. — Effets des circuits accordés sur un signal modulé en fréquence. *P. R. I.*, décembre 1937.  
 (38) JAFFEE. — Recherches théoriques et expérimentales sur la distorsion introduite dans les systèmes à modulation de fréquence, par les circuits accordés. *P. R. I.*, mai 1945.

Voir, en outre, chaque année depuis 1940, la *Revue des Progrès de la Radioélectricité au cours de l'année précédente*, que publient dans l'un de leurs premiers numéros (mars en général), les *Proceedings of the Institute* (

*Radio-Engineers*. On y trouve régulièrement, depuis cette époque, une rubrique « Modulation de fréquence », avec de nombreuses références bibliographiques.

## IV

## ARTICLES CONCERNANT L'ÉMISSION

- (39)\* THOMAS. — Une station commerciale de radiodiffusion de 50 kW à modulation de fréquence. *P. R. I.*, octobre 1941.
- (40)\* J. TAYLOR. — Une antenne en cadre carré pour poste à modulation de fréquence. *Electronics*, mars 1945.
- (41) CROSBY. — Modulateurs de fréquence à tubes à réactance. *R. C. A. Review*, 5, 1940.
- (42) SHEAFFER. — Modulateur de fréquence. *P. R. I.*, février 1940.
- (43) MONTGOMERY. — Modulateur de fréquence à couplage inductif. *P. R. I.*, octobre 1941.
- (44) JAFFE. — Le modulateur de fréquence d'Armstrong. *P. R. I.*, avril 1938.
- (45) WINLUND. — Analyse du circuit d'émission à modulation de fréquence de Crosby, *P. R. I.*, juillet 1941.
- (46) PIERACCI. — Un système de modulation de fréquence stabilisé. *P. R. I.*, février 1942.
- (47) ARTZT. — Modulation de fréquence des oscillateurs à résistances et capacités. *P. R. I.*, juillet 1944.
- (48) LAESER. — Un émetteur à modulation de fréquence, de 50 kW. *Electronics*, avril 1945.

## V

## ARTICLES CONCERNANT LA PROPAGATION DES ONDES MODULEES EN FREQUENCE

- (49)\* CROSBY. — Caractéristiques de propagation des ondes modulées en fréquence. *P. R. I.*, juin 1936.
- (50)\* CROSBY. — Propagation des ondes de 26 Mc/s modulées en fréquence. *P. R. I.*, juillet 1941.

## VI

## ARTICLES CONCERNANT LA RECEPTION

- (51)\* RODER. — Théorie du circuit discriminateur pour la commande automatique de fréquence. *P. R. I.*, mai 1938.
- (52)\* VELLAT. — La réception d'ondes modulées en fréquence. *E. N. T.*, 18 avril 1941.
- (53)\* HOBBS. — Etude et performances des récepteurs à modulation de fréquence. *Electronics*, août 1940.
- (54)\* CHAFFEE. — Contre-réaction en modulation de fréquence. *P. R. I.*, mai 1939.
- (55)\* CARSON. — Modulation de fréquence : théorie du circuit de réception à réaction. *B. S. T. J.*, juillet 1939.
- (56)\* CHAFFEE. — Application de la contre-réaction aux systèmes à modulation. *B. S. T. J.*, juillet 1939.
- (57)\* G. L. BERS. — Un récepteur à modulation de fréquence à oscillateur synchronisé diviseur de fréquence. *P. R. I.*, déc. 1944.
- (58)\* KALMUS. — Quelques notes sur la sursur-réaction, avec développement particulier de ses possibilités pour la modulation de fréquence. *P. R. I.*, octobre 1944.
- (59) WHEELER. — Intermodulation dans les récepteurs à modulation de fréquence. *P. R. I.*, décembre 1940.

- (60) WHEELER. — Interférences entre deux signaux modulés en fréquence dans un même canal. *P. R. I.*, janvier 1942.
- (61) WOODYARD. — Application de l'oscillateur autosynchronisé à la modulation de fréquence. *P. R. I.*, mai 1937.
- (62) FOSTER et RANKIN. — Valeurs de moyennes fréquences pour les récepteurs à modulation de fréquence. *P. R. I.*, octobre 1941.
- (63) PARKER. — Etude d'un dispositif de moyenne fréquence (sur 8,25 Mc/s) pour récepteurs de modulation de fréquence. *P. R. I.*, décembre 1944.
- (64) RODGERS. — Indicateurs d'accord pour récepteurs à modulation de fréquence. *P. R. I.*, mars 1943.
- (65) CARNAHAN et KALMUS. — Oscillateurs synchronisés utilisés comme limiteurs dans les récepteurs à modulation de fréquence. *Electronics*, août 1944.
- (66) ARGUMBEAU. — Linéarité des discriminateurs. *Electronics*, mars 1945.

## VII

## ARTICLES CONCERNANT LES MESURES

- (67)\* RICE. — Equipement pour l'alignement des récepteurs à modulation de fréquence. *P. R. I.*, octobre 1941.
- (68)\* STADLEIN. — Mesure des grandeurs caractéristiques des oscillations modulées en fréquence. *E. N. T.*, avril 1943.
- (69) PIERACCI. — Moniteur pour poste à modulation de fréquence. *P. R. I.*, août 1940.
- (70) THOMAS. — Mesures dans les émetteurs à modulation de fréquence. *Electronics*, juin et juillet 1941.
- (71) SUMMERHAYER. — Convertisseur pour la gamme de 260 à 350 Mc/s, pour le Moniteur de la General Electric Company, destiné aux stations à modulation de fréquence. *P. R. I.*, juin 1943.

## VIII

## ARTICLES CONCERNANT LES APPLICATIONS ET ARTICLES DIVERS

- (72)\* GOETTER. — Emetteur et récepteur à modulation de fréquence pour les systèmes de relais entre studios et postes émetteurs de radiodiffusion. *P.R.I.*, novembre 1943.
- (73)\* SAVAHIRO MATSUO. — Altimètre à lecture directe pour l'aéronautique. *Onde Electrique*, juillet 1938.
- (74) BLISS. — Emploi de la modulation de fréquence « subporteur » dans les systèmes de télécommunications (transmission de photographies, de facsimilés). *P. R. I.*, août 1943.
- (75) C. W. CARNAHAN. — La modulation de fréquence appliquée à la télévision. *Electronics*, févr. 1940.
- (76) LOUGHREN. — Utilisation conjuguée de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude en télévision. *Electronics*, février 1940.
- (77) R. SPRAGUE. — Radiotélégraphie et radiotélétypes au moyen du système à déviation de fréquence. *Electronics*, novembre 1944.
- (78) G. HART. — Les transmissions radio par télétype dans le système de communication de l'Armée de l'Air. *Q. S. T.*, novembre 1944.
- (79) X... — Téléphonie par courant porteur à modulation de fréquence sur lignes à 230 kV. *Electronics*, décembre 1944.

# TABLE DES MATIÈRES

## PREMIÈRE PARTIE

### ÉTUDE GÉNÉRALE DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

	Pages
CHAPITRE PREMIER. — Introduction.....	5
CHAPITRE II. — Historique.....	6
CHAPITRE III. — Principes de la modulation de fréquence.....	9
A. — Définition de la « fréquence instantanée ».....	9
B. — Modulation dite « de phase » et modulation dite « de fréquence ».....	12
C. — Représentation graphique.....	13
D. — Passage de la modulation « de fréquence » à la modulation « de phase », et inversement.....	15
CHAPITRE IV. — Production d'oscillations modulées en fréquence.....	16
A. — Variation des éléments d'un auto-oscillateur.....	16
B. — Variation des éléments d'un étage amplificateur.....	17
C. — Lampe à réactance variable.....	17
D. — Autres systèmes de modulation.....	19
E. — Cas des ondes centimétriques.....	21
F. — Amplification, multiplication et changement de fréquence.....	21
C. — Puissance et rendement d'un émetteur modulé en fréquence.....	23
CHAPITRE V. — Spectre des oscillations modulées en fréquence.....	24
A. — Rappel de notions générales.....	24
B. — Cas d'une seule fréquence de modulation.....	26
C. — Cas de deux fréquences de modulation.....	37
D. — Cas de plusieurs fréquences de modulation.....	39
E. — Préaccentuation et désaccentuation.....	40
F. — Cas de la manipulation télégraphique.....	41
G. — Combinaisons de modulations de fréquence et de modulations d'amplitude.....	43
H. — Effet du passage dans des circuits sélectifs.....	45
I. — Effet du passage dans un limiteur d'intensité.....	45
CHAPITRE VI. — Réception d'oscillations modulées en fréquence.....	46
A. — Amplification et changement de fréquence.....	47
B. — Discriminateur.....	47
C. — Limiteur.....	50
CHAPITRE VII. — Comparaison, à la réception, de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude.....	52
A. — Brouillage entre deux signaux de fréquences voisines.....	52
B. — Brouillage entre deux signaux de fréquences éloignées.....	57
C. — Bruit de fond.....	58
D. — Brouillage par impulsions.....	60
E. — Cas particulier de la radiodiffusion. Dynamique orchestrale.....	61
CHAPITRE VIII. — Propagation des ondes modulées en fréquence.....	62
CHAPITRE IX. — Avantages et inconvénients comparés de la modulation de fréquence et de la modulation d'amplitude.....	64

## DEUXIÈME PARTIE

## TECHNIQUE ET APPLICATIONS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

	Pages
CHAPITRE PREMIER. — La technique des émetteurs à modulation de fréquence.....	65
A. — Emetteurs de petite puissance.....	65
B. — Emetteurs de grande puissance, à auto-oscillateurs.....	65
C. — Emetteurs de grande puissance, stabilisés par quartz.....	69
D. — Emploi de la contre-réaction.....	75
E. — Les antennes d'émission.....	75
CHAPITRE II. — La technique des récepteurs à modulation de fréquence.....	77
A. — Constitution des récepteurs.....	77
B. — Emploi de la contre-réaction.....	80
C. — Utilisation d'oscillateurs synchronisés.....	81
D. — Utilisation de la super-réaction.....	84
E. — Dispositifs accessoires divers.....	85
CHAPITRE III. — Les mesures en modulation de fréquence.....	88
A. — Méthodes de mesure à l'émission.....	88
B. — Méthodes de mesure à la réception.....	91
C. — Appareils de mesure.....	92
CHAPITRE IV. — Applications de la modulation de fréquence.....	94
A. — Radiodiffusion.....	94
B. — Radiotélégraphie.....	97
C. — Transmissions de fac-similés et téléphotographie.....	98
D. — Télévision.....	98
E. — Ensembles émetteurs-récepteurs.....	98
F. — Systèmes de liaison par relais. Dispositifs multiplex.....	100
G. — Applications militaires.....	100
H. — Applications aéronautiques. Altimètres.....	105
I. — Télécommunications sur lignes.....	106
J. — Applications diverses.....	107
BIBLIOGRAPHIE CONCERNANT LA MODULATION DE FRÉQUENCE.....	109