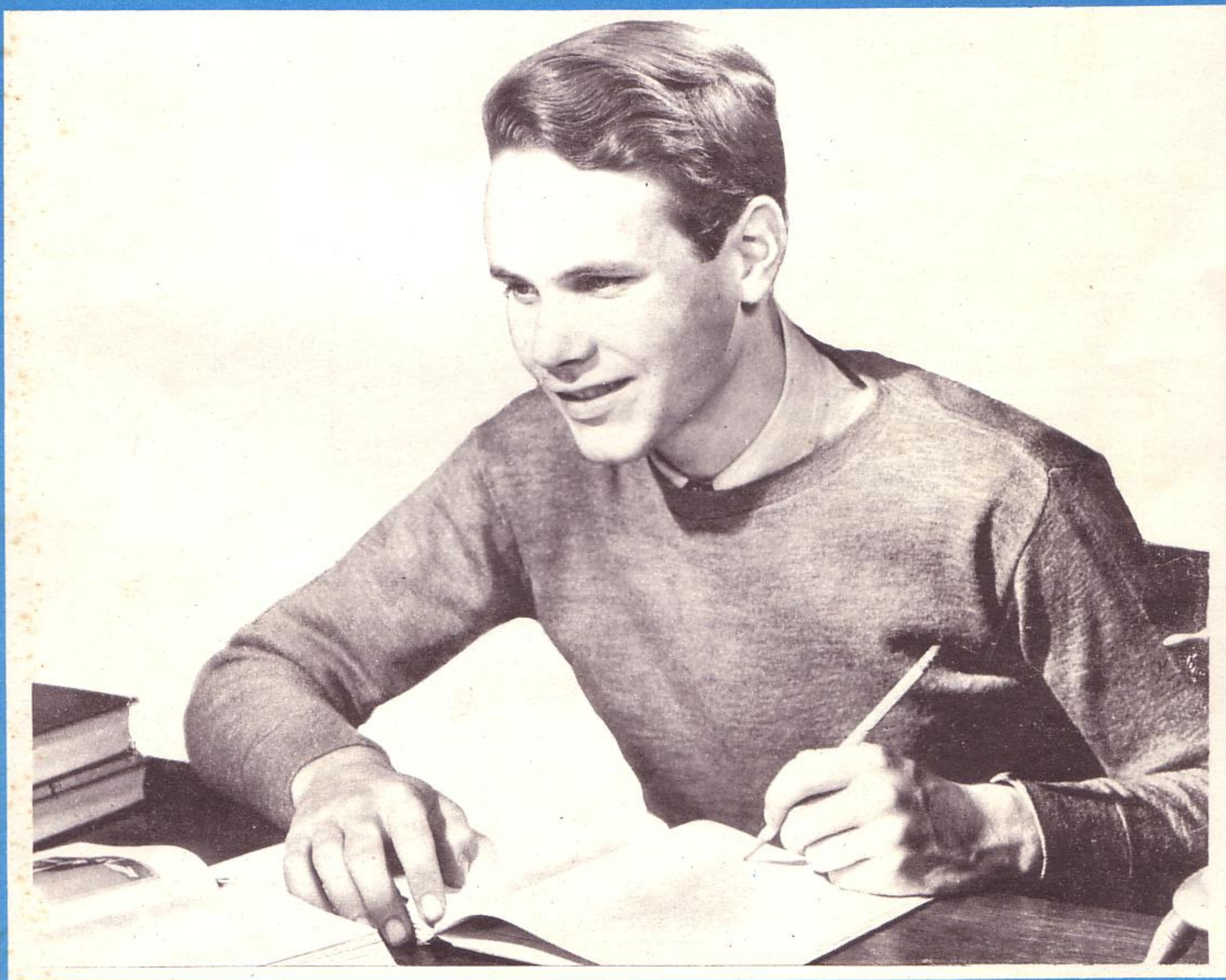


26

vosre Carrière

REVUE de TECHNIQUE RADIO

magazine des futurs électroniciens



hebdomadaire pour la formation professionnelle – 26 août - 2 septembre 1965 – le numéro 1,60 F.

SUISSE 1,70 FS
BELGIQUE 23 FB
MAROC 1,85 Dh

ALGERIE 1,80 FA
TUNISIE 1,70 M
ALLEMAGNE 1,80 DM

GRANDE - BRETAGNE 3,5 sh
CANADA 50 cts
U.S.A. 50 cts



La revue est en vente aux kiosques chaque semaine: si le kiosque en est démuné, demandez l'envoi hebdomadaire directement à votre domicile.

Directrice: Mme Etienne Chiron.

Secrétaire de rédaction: J. Laverne

ABONNEMENTS

Les abonnements peuvent être souscrits en cours d'année, à n'importe quelle date. Les numéros déjà parus au moment de la souscription seront envoyés en une seule expédition. France - 1 an (52 numéros) = 70 F; 6 mois (26 numéros) = 38 F. - Etranger - 1 an = 90 F - Si vous possédez déjà des numéros, vous pouvez déduire la somme de 1,20 F par numéro.

S'adresser aux Editions CHIRON - rue de Seine, 40 - Paris - C.C.P. 53-35. Les anciens numéros peuvent être commandés séparément au prix unitaire (1,60 F).

Aucun envoi contre remboursement.

RENSEIGNEMENTS

Toute demande de renseignements doit être accompagnée d'une enveloppe timbrée à votre adresse. S'adresser: Editions CHIRON - rue de Seine, 40 - Paris.

PUBLICITE

PUBLEDITEC - 13, Rue C. Lecocq
Tél. 250.88-04 et 88-05 - Paris, 15^e.

Cette Revue sera contrôlée par l' O. J. D.

DISTRIBUTION

Nouvelles Messageries de la Presse Parisienne - 11, Rue Réamur - Paris.

COPYRIGHT

Dépôt légal éditeur 34 - 2^e trim. '65
Periodique N. 42 905 à la Commission Paritaire de la Presse.
Tous droits de reproduction, même partielle, réservés pour tous pays.

Sommaire

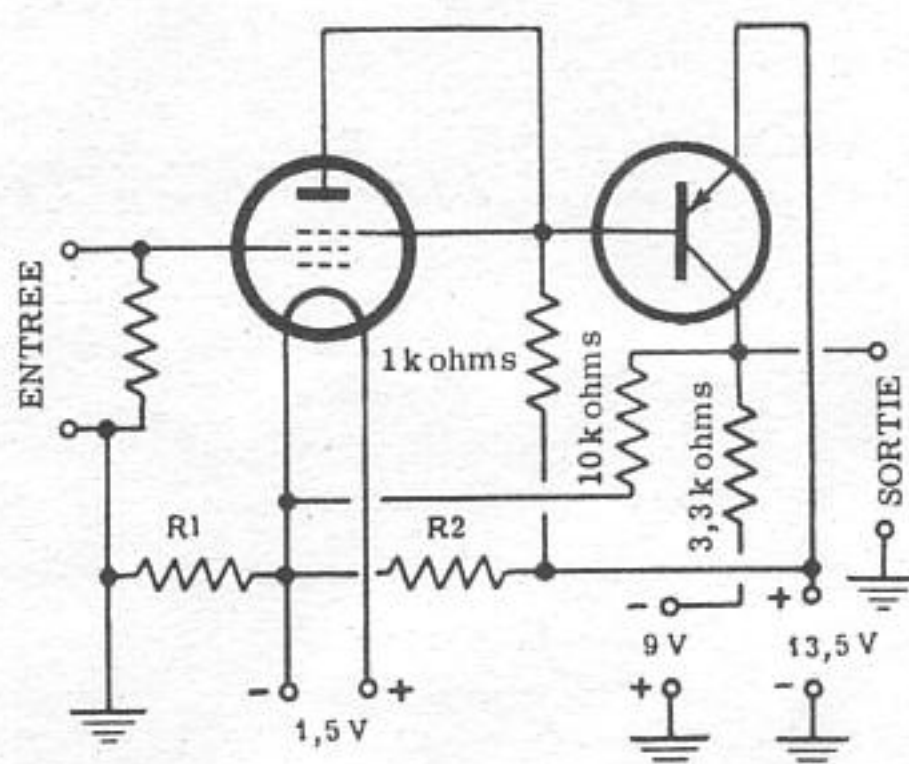
★ Courrier technique	page 2
★ L'électromagnétisme selon le système M.K.S.A.	» 3
★ Principes de la modulation de fréquence	» 5
★ Récepteurs pour la modulation de fréquence	» 14
★ Dictionnaire Anglais-Français d'Electronique	» 17
★ Questions sur les 76 ^{ème} et 77 ^{ème} leçons	» 27
★ Réponses aux questions du numéro précédent	» 27
★ Le décibel	» 28
★ Informations	» 34

Courrier technique

M. BRIQUET - Alençon - nous demande un montage qui utilise un tube d'entrée fonctionnant avec une tension anodique réduite, afin d'éviter les inconvénients pratiques inhérents à la faible impédance des transistors.

Votre idée d'utiliser la forte impédance d'un tube, tout en maintenant les avantages pratiques qu'offre l'emploi des transistors, semble à première vue irréalisable. Cependant avec certains types de tubes, on peut combiner les deux dispositifs, sans altérer sensiblement la physionomie d'un montage à transistors. Le tube qui est indiqué sur le schéma est un tube RCA pour électromètres, équivalent au CK 571 AX de la Raytheon.

On bénéficie de la forte impédance d'entrée et, notons-le en passant, la faible impédance sortie (circuit d'anode) permet une bonne réponse, même sur les fréquences élevées.



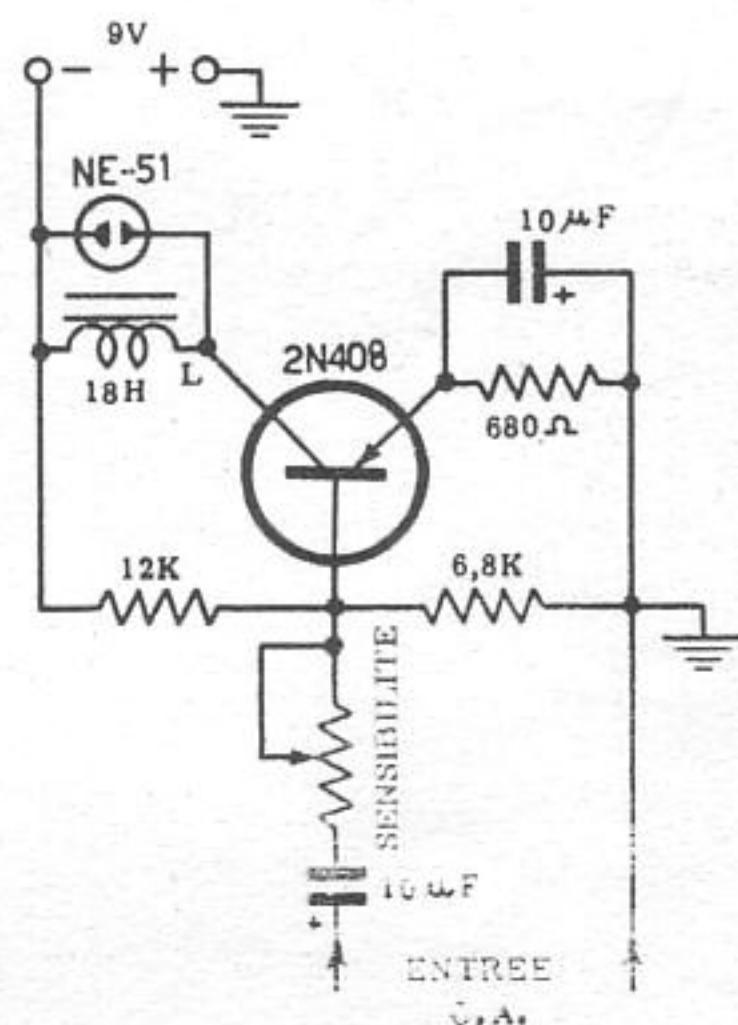
La sortie du tube polarise le transistor dont la fonction est, évidemment, de fournir une amplification supplémentaire. Une partie de la tension de sortie est reportée à l'entrée, afin d'obtenir une réaction négative. Pour cette raison, le filament devient plus puissant une réaction négative. Pour cette raison, ce qui équivaut à une variation de polarisation qui influence le gain et limite la distorsion.

Les résistances R₁ et R₂ constituent un diviseur de tension qui a pour fonc-

tion de polariser la grille à environ 3,5 volts, et de maintenir l'impédance d'entrée élevée.

M. RIQUOIS - Blois - a besoin d'un indicateur de niveau en Basse Fréquence qui, bien qu'utilisant une simple lampe au néon, agisse à de faibles niveaux.

Nous vous conseillons le schéma représenté ci-dessous. Une alimentation de 9 volts est suffisante. Le fonctionnement est le suivant.



Dans les conditions normales, le transistor reçoit une polarisation qui le rend conducteur. Si, pourtant, un signal de forte intensité arrive à l'entrée, on note une augmentation de la tension de polarisation qui bloque le transistor. Le blocage de ce dernier signifie, en d'autres termes, la disparition soudaine du courant de collecteur, ce qui provoque une tension élevée instantanée aux bornes de l'impédance L (f.e.m. d'auto-induction). Une telle crête de tension est appliquée à la lampe au néon et provoque son allumage, indiquant ainsi, immédiatement, le dépassement du niveau du signal. Avec un potentiomètre adapté, on peut régler le point de fonctionnement, c'est-à-dire la sensibilité du dispositif.

L'ELECTROMAGNETISME SELON LE SYSTEME MKSA

(voir Numéro précédent)

par J. ROUSSEAU

FORCE ELECTRODYNAMIQUE

Dans le cas particulier où l'induction B est engendrée, non par un aimant, mais par un courant électrique, la force électromagnétique de Laplace, que cette induction exerce sur un conducteur parcouru par un courant, prend le nom de **force électrodynamique**.

Considérons deux conducteurs parallèles AB et CD , parcourus respectivement par les courants I_1 et I_2 (figure 9).

L'induction B due au conducteur AB exerce sur le conducteur CD une force qui, d'après la règle du bonhomme d'ampère, est dirigée vers AB .

De même, l'induction due au conducteur CD exerce sur le conducteur AB une force dirigée vers CD .

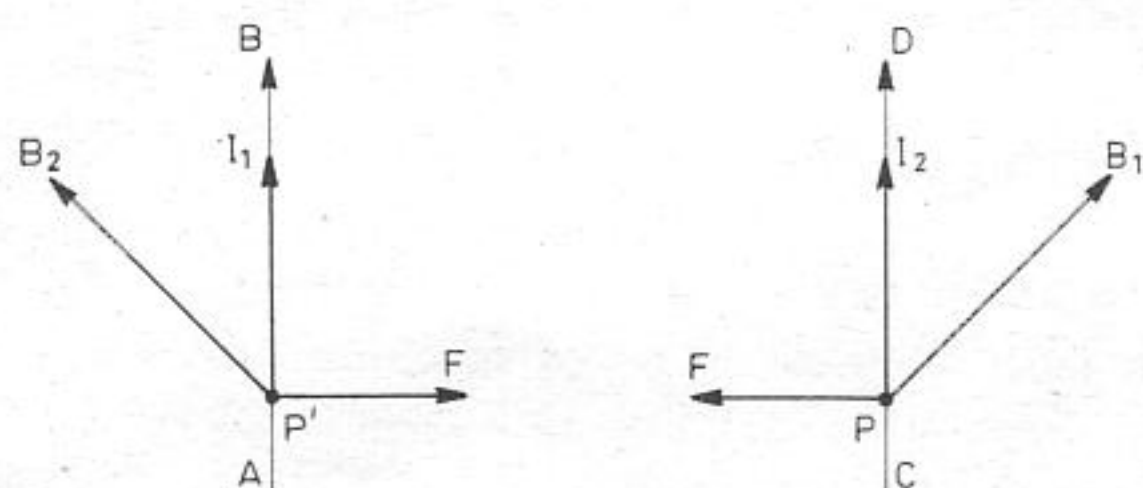


Fig. 9 - Force électrodynamique s'exerçant entre deux conducteurs parallèles parcourus respectivement par les courants I_1 et I_2 . Les deux courants étant de même sens, les deux conducteurs s'attirent.

Si, maintenant, on inverse le sens du courant circulant dans le conducteur AB , par exemple, la force qui s'exerce sur le conducteur CD s'inverse, elle aussi.

- a - Deux courants parallèles et de même sens s'attirent;
- b - Deux courants parallèles et de sens contraires se repoussent.

Quant à l'intensité de la force électrodynamique qui s'exerce entre les deux conducteurs parallèles, nous la calculerons un peu plus loin, lorsque nous connaîtrons la valeur de l'induction magnétique d'un courant rectiligne.

Propriétés du champ d'induction magnétique

1. - **Lignes d'induction** - Le champ d'induction magnétique étant un **champ de vecteur**, on peut définir des lignes, identiques aux lignes de force d'un champ de force, appelées: **lignes d'induction**. Ces lignes sont matérialisées par un **spectre de limaille** (figure 10).

Si les lignes d'induction sont parallèles, on dit que le champ d'induction magnétique est **uniforme** (figure 11).

Sous l'influence du champ d'induction magnétique de

l'aimant, chaque grain de limaille devient lui-même un petit aimant avec un pôle Nord et un pôle Sud.

Les grains ainsi aimantés s'accrochent les uns aux autres (un pôle Nord contre un pôle Sud) suivant des lignes géométriques qui constituent les **lignes d'induction**.

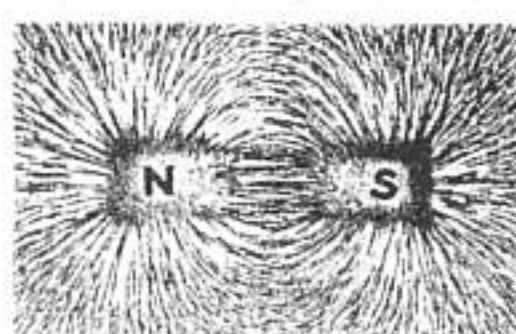


Fig. 10 - Spectre de limaille d'un barreau droit aimanté. On peut mettre en évidence les lignes d'induction d'un aimant en plaçant une plaque de verre sur l'aimant et en saupoudrant de limaille de fer. Sous l'effet du champ d'induction, cette dernière se dispose comme le montre la figure.

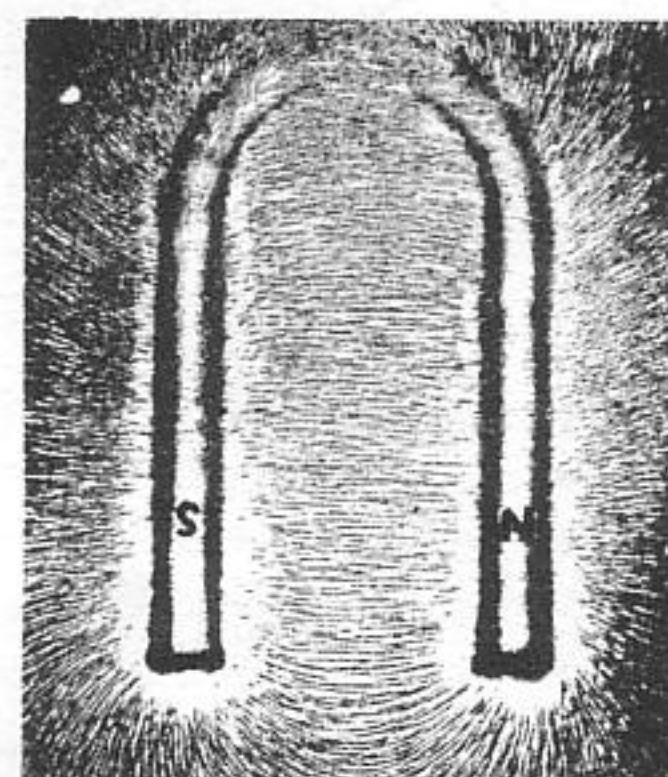


Fig. 11 - Entre les branches d'un aimant en fer à cheval, les lignes d'induction sont parallèles. On dit que le champ d'induction magnétique est uniforme.

2 - Flux d'induction magnétique

Considérons une surface quelconque S disposée dans un champ d'induction magnétique (figure 12).

Per définition, on appelle **flux d'induction** à travers cette surface, le produit:

$$\Phi = BS \cos \alpha$$

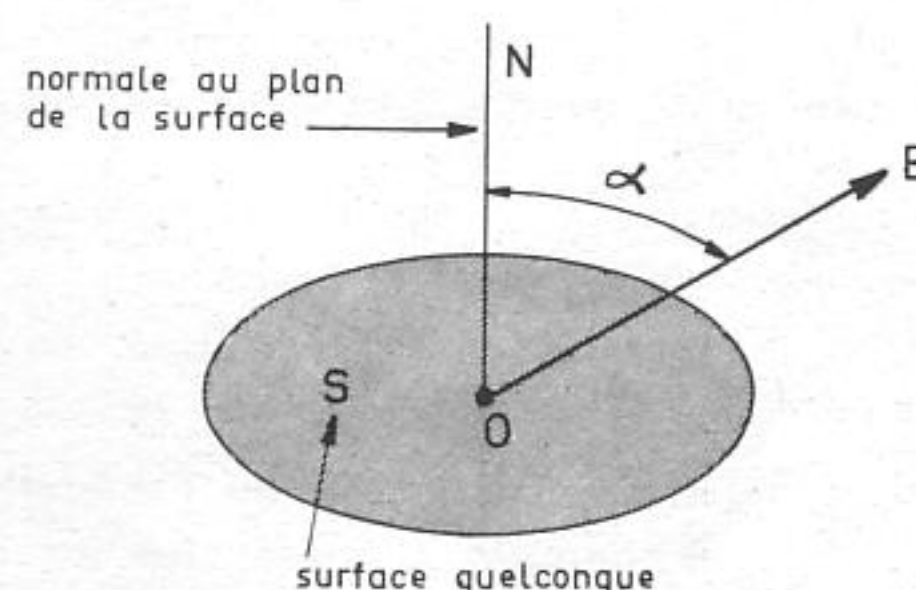


Fig. 12 - Définition du flux d'induction magnétique $\Phi = BS \cos \alpha$

α étant l'angle formé par la direction du champ d'induction avec la normale (perpendiculaire) au plan de la surface; autrement dit, le flux d'induction dépend de la position de la surface par rapport à la direction du champ d'induction.

Si la surface est normale en tous points aux lignes d'induction; autrement dit, si l'angle que forme la normale ON avec la direction du champ est nul, on a: $\cos \varphi = 1$, et

$$\Phi = BS$$

Le flux d'induction est **maximum** (figure 13). Dans le système MKSA: Φ est exprimé en **Weber (Wb)** B en **Teslas (T)** ou Wb/m^2 et S en **mètres carrés (m^2)**.

Si $B = 1 \text{ Wb/m}^2$ et $S = 1 \text{ m}^2$, $\Phi = 1 \text{ Wb}$

$$1 \text{ Wb} = \frac{1 \text{ Wb}}{1 \text{ m}^2} \times 1 \text{ m}^2$$

On peut donc définir le **Weber** comme étant le flux

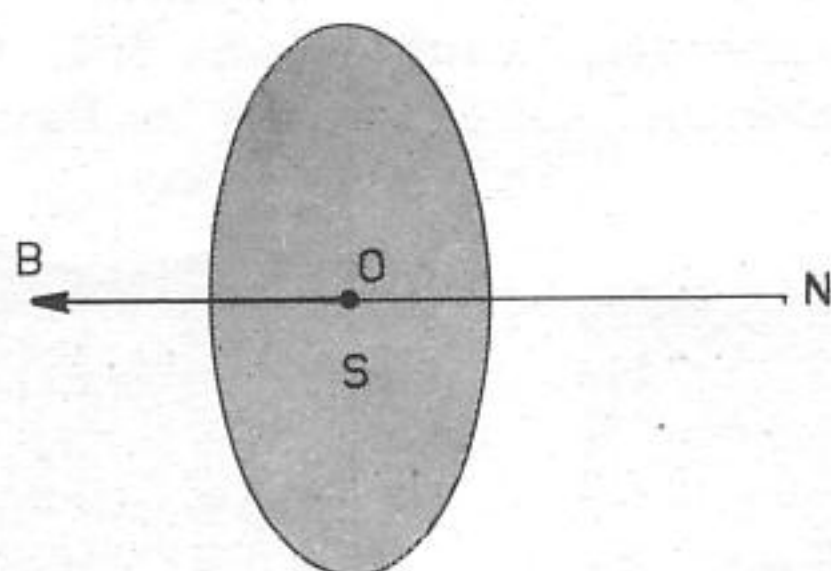


Fig. 13 - Le flux d'induction est maximal $\Phi = BS$

qui traverse une surface de 1 m^2 placée perpendiculairement aux lignes d'induction dans un champ uniforme d'induction 1 T (ou 1 Wb/m^2).

La définition légale du weber, a été préalablement donnée dans l'étude consacrée aux unités.

Enfin, si la surface est parallèle aux lignes d'induction ou, ce qui revient au même, si la normale à la surface forme un angle α de 90° avec la direction du champ, le flux d'induction est nul (figure 14).

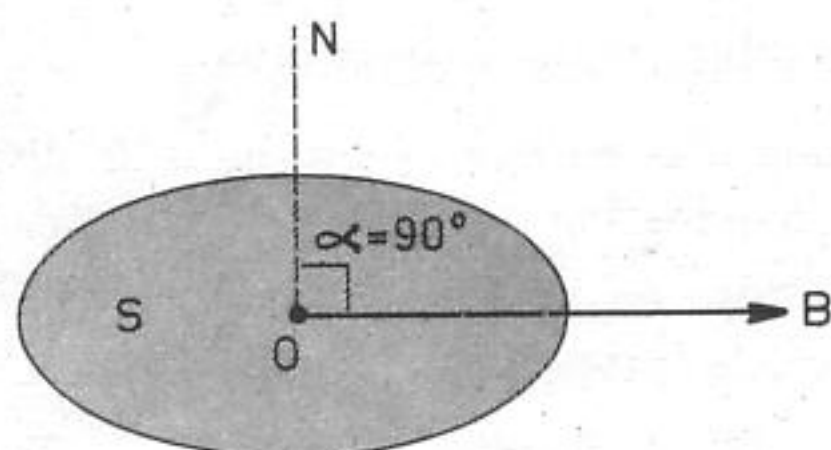


Fig. 14 - Le flux d'induction est nul $\Phi = 0$

Induction magnétique des courants électriques

Étudions maintenant la topographie des champs d'induction engendrés par différents courants et calculons la valeur de l'intensité de l'induction magnétique correspondante (ou longueur du vecteur induction).

D'une façon générale, l'intensité de l'induction magnétique est proportionnelle à l'intensité du courant.

Mais elle dépend également de la forme du conducteur qui véhicule le courant, ainsi que de ses dimensions géométriques; ce qui s'écrit:

$$B = k I$$

k étant une constante caractéristique du conducteur.

1 - Champ d'induction magnétique d'un courant rectiligne

Les lignes d'induction du champ d'un courant circulant dans un conducteur rectiligne sont des **circonférences concentriques** de centre O (figure 15).

a) Direction et sens du champ d'induction

Une petite aiguille aimantée, mobile (suspendue par un fil), et disposée en un point P, s'oriente dans une direction **tangente** aux lignes d'inductions donc perpen-

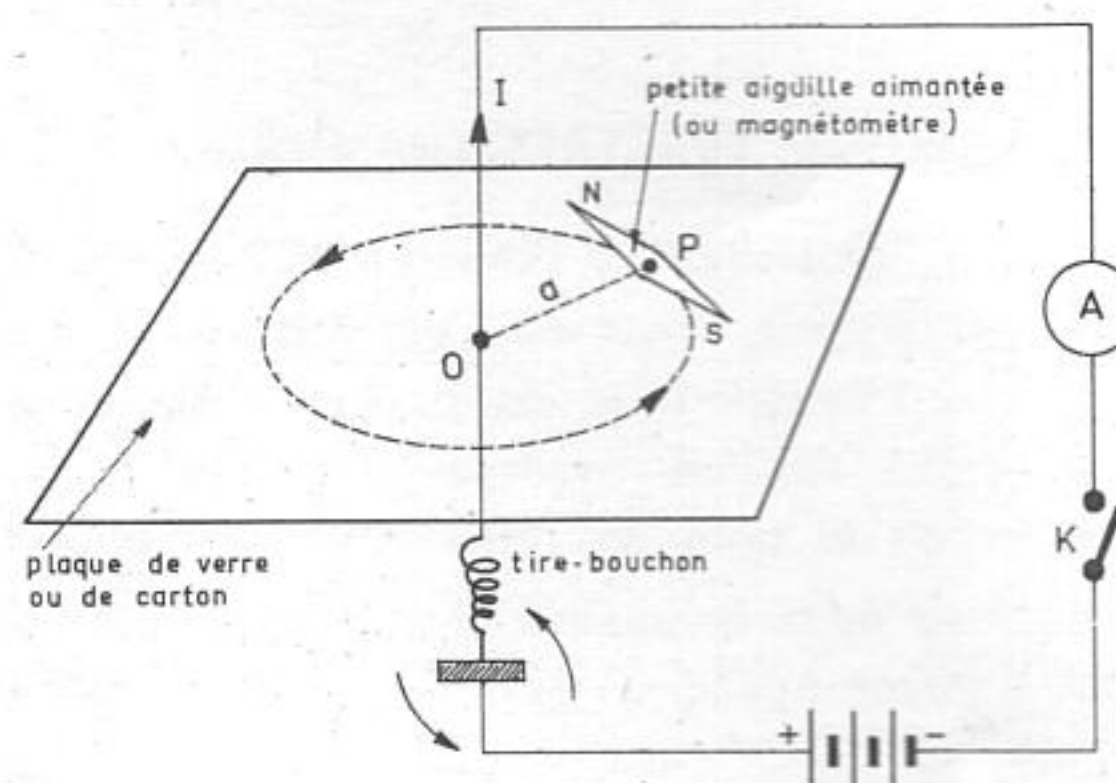


Fig. 15 - Champ d'induction magnétique d'un courant rectiligne les lignes d'induction sont circulaires.

diculaire au plan de la plaque et du conducteur. C'est la direction du champ.

Le sens du champ peut être déterminé au moyen de la règle du bonhomme d'Ampère.

L'observateur d'Ampère, disposé le long du conducteur, dans le sens du courant (celui-ci lui entre par les pieds et lui sort par la tête) et regardant le point P, voit le **pôle Nord** de la petite boussole **dévier vers sa gauche**. Les lignes d'induction tournent alors dans le sens indiqué par les flèches.

On peut encore déterminer le sens en appliquant la règle du **tire-bouchon de Maxwell**. Cette règle est la suivante:

Le sens des lignes d'induction est celui dans lequel il faut faire tourner un tire-bouchon pour qu'il s'en fonce dans le sens du courant circulant dans le conducteur rectiligne.

b. Intensité de l'induction magnétique.

L'intensité du champ d'induction, en un point P situé à une distance a du conducteur, se calcule au moyen de la formule:

$$B = \mu_0 \cdot \frac{I}{2 \pi a}$$

μ_0 étant la **perméabilité du vide** (et, à moins de un millionième près, celle de l'air).

Dans le système MKSA $\mu_0 = 4 \pi 10^{-7}$. Nous verrons pourquoi un peu plus loin.

B en **Teslas (T)**; I, en **ampères (A)** et a, en **mètres (m)**.

Ainsi, l'induction est:

- **proportionnelle** à l'intensité I du courant;
- **inversement proportionnelle** à la distance du point considéré au conducteur.

c. - Applications.

Expression de la force électrodynamique entre deux conducteurs parallèles indéfinis. (suite page 33)

PRINCIPES DE LA MODULATION DE FREQUENCE

Une onde modulée en fréquence est caractérisée par une **amplitude constante** et par une **variation instantanée de la fréquence**, autour de celle de la porteuse, proportionnelle à l'amplitude du signal de modulation. Quand l'amplitude de la modulation augmente, l'excursion en fréquence augmente également, et inversement.

Les figures 1 et 2 montrent respectivement deux fréquences acoustiques de modulation d'amplitude différente (A), deux fréquences porteuses (B), ainsi que les enveloppes de modulation de l'onde modulée en fréquence (C). Comme on le voit, les deux porteuses sont identiques. En observant les enveloppes de modulation, on remarque que, lorsque l'amplitude du signal acoustique de modulation augmente dans le sens positif, les cycles de la porteuse deviennent plus nombreux dans l'unité de temps (abscisses); en d'autres termes, comme nous l'avons dit plus haut, la fréquence de l'onde porteuse augmente. Par contre, quand l'amplitude instantanée du signal de modulation diminue, se rapprochant de son maximum négatif, la fréquence de l'onde porteuse diminue. En outre — comme on le voit en comparant les deux sections C des figures 1 et 2 — la déviation maximale de fréquence, c'est-à-dire le nombre de hertz, varie en fonction de l'amplitude du signal de modulation. La déviation maximale se produit pendant les pointes de modulation.

Les figures 3 et 4 montrent comment, pour des signaux de modulation de même amplitude, — donc pour une même déviation maximale de fréquence —, le nombre de déviations complètes dans l'unité de temps est égal au nombre des périodes de la fréquence de modulation (BF), dans la même unité de temps.

Les caractéristiques d'une onde modulée en fréquence sont donc les suivantes: l'amplitude de l'enveloppe de modulation est constante; la déviation maximale de fréquence, en plus ou en moins de la fréquence porteuse, est uniquement fonction de l'amplitude du signal basse fréquence de modulation; la fréquence du signal de modulation détermine le nombre de fois, dans une seconde, où se produit la déviation de fréquence entre les limites maximales.

Le rapport entre la variation maximale de fréquence et la fréquence maximale du signal BF de modulation s'appelle **indice de modulation**. On l'exprime au moyen de l'expression ci-dessous:

$$\text{Indice de modulation, } m = \frac{\text{déviation max. de fréquence}}{\text{fréquence max du signal BF}}$$

Par exemple, si la déviation de fréquence est de ± 50 kHz et la fréquence de modulation, de 5 kHz, l'indice de modulation est égal à 10.

Le taux de modulation d'une onde modulée en fréquence ne peut pas être déterminé de la même façon que dans le cas d'une modulation en amplitude; il n'a, ni la même signification, ni la même importance. Le taux de modulation a été défini, par convention, comme étant le rapport entre la déviation maximale de fréquence (Δf) et la fréquence de l'onde porteuse (f):

$$k = \Delta f : f$$

On peut l'exprimer en fonction de l'indice de modulation:

$$m = \Delta f : F$$

ou inversement; F étant la fréquence maximale du signal BF de modulation. On a:

$$k = m \frac{F}{f} \quad \text{ou} \quad m = \frac{k f}{F}$$

Contrairement à ce qui se passe en modulation d'amplitude, une surmodulation n'introduit, en modulation de fréquence, aucune distorsion du signal de haute fréquence.

LES BANDES LATÉRALES

Cette question a déjà été étudiée et, afin de mieux comprendre ce que nous expliquerons un peu plus loin, il convient de relire attentivement ces quelques lignes. En effet, pour rendre claires les particularités de la modulation de fréquence, il est bon de rappeler les caractéristiques de la modulation d'amplitude.

Nous savons, qu'en modulation d'amplitude, chaque signal BF modulant une porteuse HF provoque l'apparition de deux ondes latérales situées de part et d'autre de cette fréquence porteuse. Si le signal de modulation est complexe et comporte plusieurs fréquences, il apparaît deux bandes latérales. C'est le cas — par exemple — d'une onde porteuse HF modulée par la Basse Fréquence d'une exécution musicale, dans laquelle, à tous les instants, on trouve autant de sons semblables ou totalement différents, qu'il y a d'instruments en action.

Toutefois, les seules ondes latérales qui peuvent être prises en considération, en pratique, sont celles qui sont les plus éloignées de la porteuse, c'est-à-dire celles qui correspondent aux signaux BF dont la fréquence est la plus élevée (aigus).

La figure 5 montre une porteuse de 1 000 kHz (1 MHz) et les bandes latérales produites par des si-

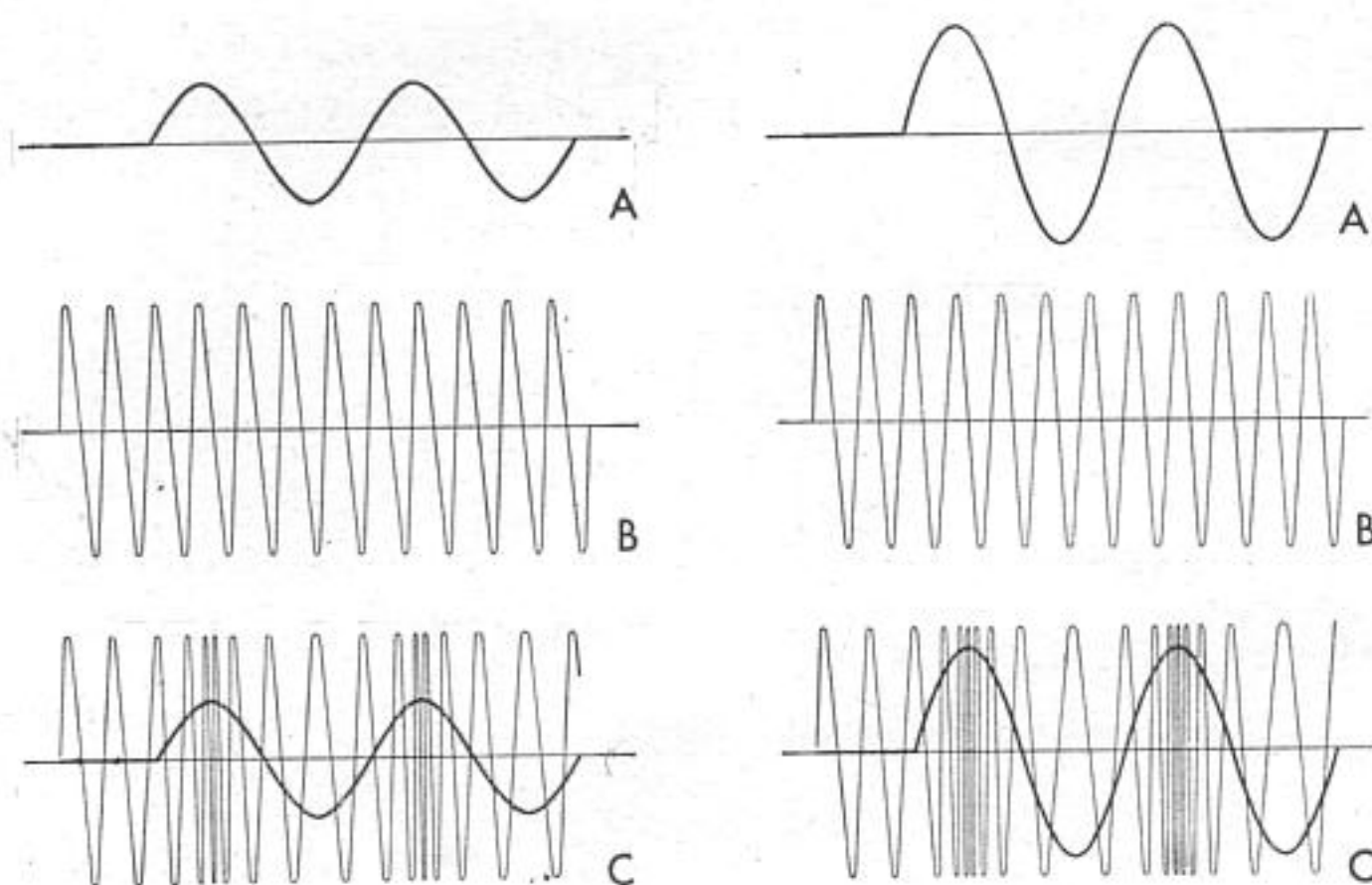


Fig. 1 - En A signal de modulation, en B onde porteuse et en C, onde B modulée en fréquence par le signal A.

Fig. 2 - Une plus grande amplitude de A, à porteuse égale, produit une augmentation de la fréquence, et inversement.

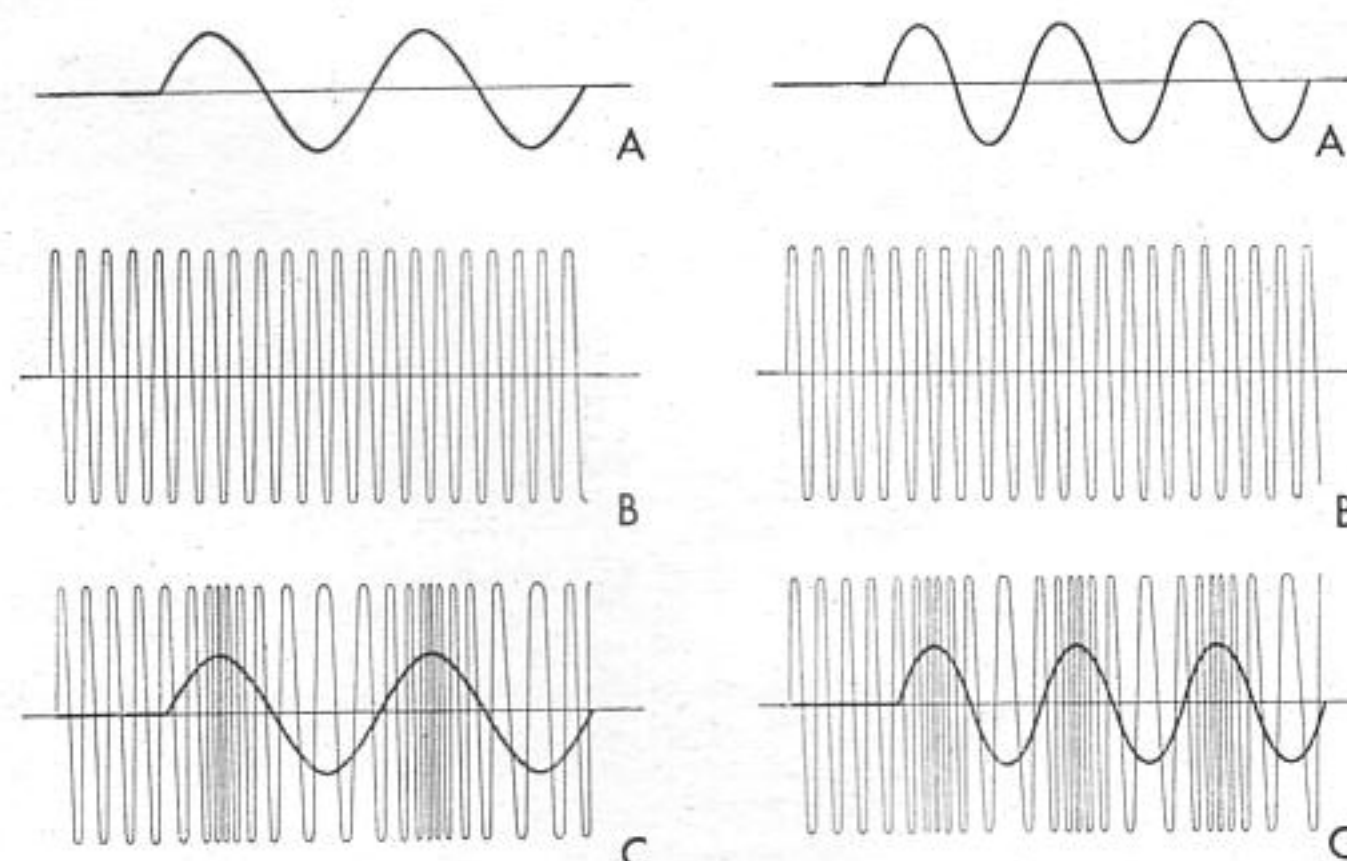


Fig. 3 - Les sons graves produisent une déviation de fréquence lente.

Fig. 4 - Les sons aigus produisent une déviation de fréquence rapide.

gnaux BF ayant respectivement des fréquences de 5 et 10 kHz. La hauteur du trait vertical indique l'amplitude de la porteuse. Comme on le voit, la fréquence de modulation à 5 kHz provoque l'apparition de deux bandes latérales à 995 et 1005 kHz, et celle de 10 kHz, deux bandes latérales, à 900 et 1010 kHz.

Dans la modulation de fréquence, l'amplitude du signal de modulation détermine la variation de la fréquence de la porteuse, dont la fréquence instantanée s'éloigne de la fréquence centrale, ou de repos, proportionnellement.

Il est possible de faire en sorte que la fréquence instantanée diffère de celle de la porteuse au repos d'une valeur quelconque, choisie à volonté, en faisant simplement varier l'**amplitude** du signal de modulation. On peut donc obtenir des variations de fréquence plusieurs fois plus grandes que la fréquence de modulation elle-même.

En fait, il est pratiquement possible de réaliser des excursions de fréquence de plusieurs centaines de kHz, bien que les fréquences BF de modulation soient, généralement inférieures à 15 kHz. Il s'ensuit donc que les bandes latérales produites par la modulation en fréquence d'une porteuse donnée, ne sont pas limitées à la somme et à la différence entre la fréquence de cette porteuse et la fréquence maximale de modulation, comme cela est la règle en modulation d'amplitude.

Tandis qu'en modulation d'amplitude, on constate la présence de deux fréquences latérales équidistantes de la porteuse, en modulation de fréquence, on trouve diverses fréquences latérales dépendant — tant pour leur nombre que pour leur amplitude — de l'indice de modulation.

En conséquence, une onde modulée en fréquence est caractérisée par une largeur de bande plus grande que celle produite par une modulation d'amplitude. Par exemple, si l'on module une porteuse de 1000 kHz (1 MHz) par un signal BF de 10 kHz, on obtiendra des composantes latérales à 990 et 1010 kHz, à 980 et 1020 kHz, à 970 et 1030 kHz, etc... Chacune de ces fré-

quences aura une certaine amplitude. On appelle **largeur de bande d'une onde modulée en fréquence** le double de la distance en fréquence mesurée entre la fréquence de la porteuse non modulée et la fréquence latérale la plus éloignée dont l'amplitude est égale à 1% de celle de la porteuse. Plus précisément: $B = 2 \Delta f + F$. F étant la fréquence maximale du signal de modulation.

La largeur de bande est fonction de l'indice de modulation. En pratique, la largeur de bande d'un émetteur modulé en fréquence est égale au double de la déviation de fréquence maximale. Le rapport entre fréquence porteuse et largeur de bande est beaucoup plus grand dans le cas d'une onde modulée en fréquence que dans celui d'une onde modulée en amplitude. Pour cette raison, les circuits d'amplification haute fréquence et ceux d'amplification à fréquence intermédiaire (MF), des récepteurs FM sont conçus de telle sorte qu'ils permettent le passage sans distorsion de la bande de fréquences requise. Il est indispensable de choisir une porteuse de fréquence suffisamment élevée pour pouvoir disposer de plusieurs canaux: c'est pour cette raison que les émissions de radiodiffusion en modulation de fréquence sont effectuées dans une gamme comprise entre 87 et 100 MHz. Dans le cas d'émissions en modulation de fréquence à bande étroite, il est évidemment possible d'utiliser les gammes d'Ondes Courtes.

Il existe des relations précises entre l'amplitude du signal de modulation, sa fréquence, l'excursion de fréquence produite et la largeur de bande totale occupée par la modulation qui en résulte. A déviation de fréquence égale, le nombre des bandes latérales augmente lorsque la fréquence de l'onde porteuse diminue, et la largeur de bande totale diminue lorsque la fréquence de modulation diminue. Toutefois, la largeur de la bande occupée ne peut jamais être inférieure à la déviation totale, et cela indépendamment de la fréquence du signal de modulation. Si l'amplitude du signal de modulation augmente — et que sa fréquence reste constante — la déviation de fréquence

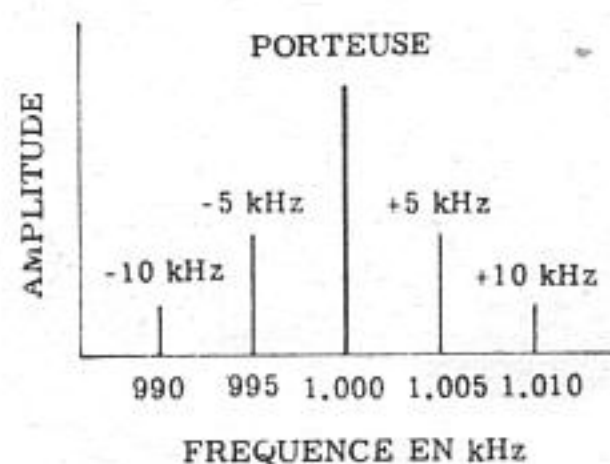


Fig. 5 - Une porteuse de 1 000 kHz modulée par deux signaux BF de 5 et 10 kHz donne naissance aux bandes latérales indiquées sur la figure. La hauteur des traits représente les amplitudes respectives.

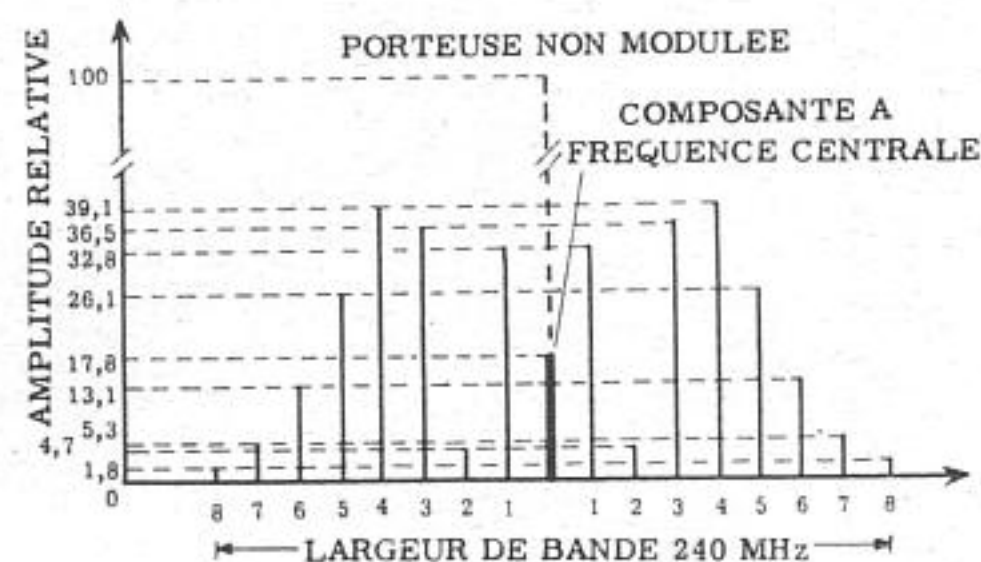


Fig. 6 - Spectre de fréquence d'une onde modulée en fréquence avec amplitude des bandes latérales jusqu'à la huitième qui, pour une fréquence de modulation de 15 kHz, est distante de 120 kHz de la porteuse.

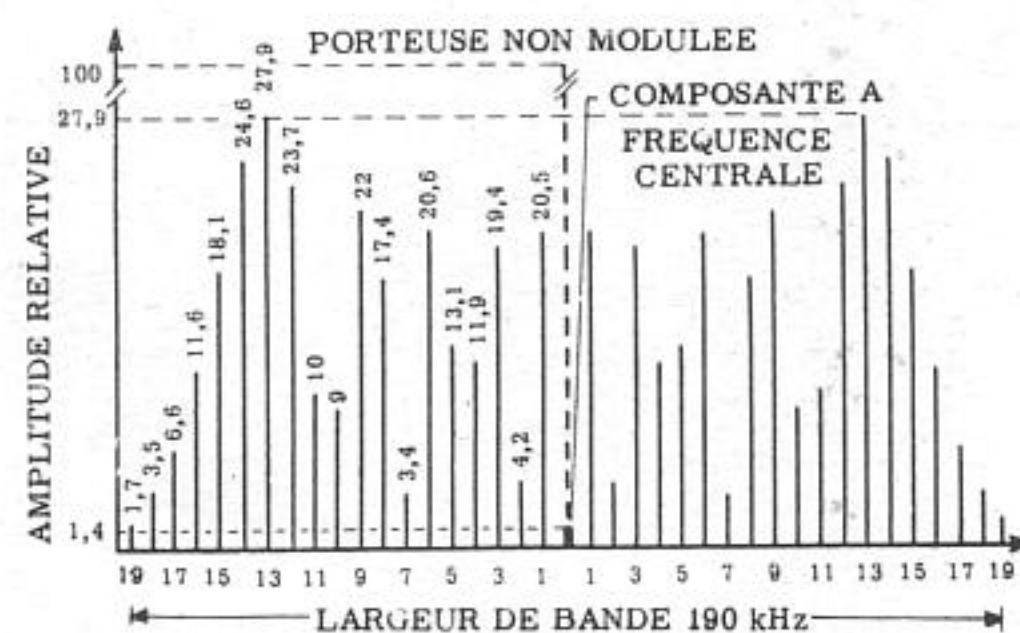


Fig. 7 - Spectre d'une onde modulée en fréquence par un signal de modulation de 5 kHz, montrant l'amplitude des bandes latérales jusqu'à la 19ème, qui est à 95 kHz de la porteuse.

augmente et, par suite, l'indice de modulation augmente également. Cela signifie qu'une plus grande quantité d'énergie est dépensée dans les bandes latérales et que, en conséquence, un plus grand nombre de ces dernières atteignent une amplitude utilisable. Il s'ensuit que le nombre des fréquences latérales utiles augmente en même temps que la largeur de bande.

Pour nous résumer, nous pouvons dire que la position des paires de fréquences latérales produites par une fréquence de modulation sinusoïdale unique, dépend seulement de la fréquence du signal de modulation. L'amplitude des fréquences latérales est fonction — répétons-le — de l'indice de modulation qui, lui-même, — nous le savons — dépend de l'amplitude de la modulation, puisque la déviation de fréquence est proportionnelle à l'amplitude du signal BF. Les fréquences apparaissent de part et d'autre de la porteuse, leur nombre et leur amplitude sont variables.

Un exemple est donné figure 6. L'ensemble des fréquences latérales forme le **spectre de fréquence** de l'onde modulée en fréquence: par exemple, si la fréquence de modulation est de 15 kHz et que la déviation de fréquence est de 75 kHz, l'indice de modulation sera égal à $75/15$, c'est-à-dire à 5; les composantes situées au delà de la huitième paire ont une amplitude inférieure à 1% de celle de la porteuse, elles sont donc négligeables.

L'onde modulée en fréquence est donc constituée par une porteuse centrale et un certain nombre de fréquences latérales, lesquelles, pour un signal de modulation de fréquence et d'amplitude données, sont constantes. La courbe enveloppe de la modulation a une amplitude constante, et la fréquence du signal varie d'une manière continue.

Quand le signal transmis n'est pas modulé, la puissance de l'émetteur est toute entière contenue dans la seule onde porteuse. Par contre, lorsque la modulation se superpose, la puissance est soustraite de la porteuse et est répartie dans les bandes latérales. L'amplitude de la porteuse se trouve donc être réduite et, parfois même, annulée. Dans le cas de l'exemple de

la figure 6, on voit que c'est la quatrième bande latérale, distante de la porteuse de 60 kHz (15×4), qui a l'amplitude maximale.

Dans la modulation en amplitude, la puissance nécessaire à la production des bandes latérales est fournie par le modulateur et n'est pas retranchée de la porteuse.

Etant donné que la porteuse ne porte aucune modulation en elle-même, la réduction de son amplitude augmente l'efficacité de la transmission en regard de la puissance consommée. Pour une certaine valeur de l'indice de modulation et de la fréquence de modulation, l'amplitude de la porteuse est réduite à zéro et toute la puissance est transférée dans les bandes latérales.

Sur la figure 6, on voit que, avec une déviation de fréquence de 75 kHz et un signal de modulation de 15 kHz, la composante de la fréquence centrale est réduite à moins de 20% de l'amplitude de la porteuse non modulée. Si la fréquence du signal de modulation est de 5 kHz, pour une même déviation de 75 kHz, (voir figure 7), l'amplitude de la fréquence centrale est seulement égale à 1,4% de celle de la porteuse non modulée. Les fréquences latérales sont distantes de 5 kHz de part et d'autre de la fréquence centrale et cela jusqu'à la dix-neuvième paire. Au delà, les fréquences latérales (amplitude inférieure à 1% de celle de la porteuse) sont négligeables.

Dans le cas d'une fréquence de modulation de 15 kHz (figure 6), avec un indice de modulation égal à 5, la largeur totale de la bande occupée est de 240 kHz. Pour une fréquence de modulation de 5 kHz (figure 7), avec un indice de modulation égal à 25, la largeur totale de la bande occupée est de 190 kHz.

Dans les deux cas, la largeur de la bande occupée est plus grande que celle produite par la déviation de fréquence de + ou - 75 kHz, soit une déviation totale de 150 kHz. Toutefois, les bandes latérales situées au delà de cette limite sont relativement faibles et elles peuvent être souvent négligées. Dans ces deux figures, la porteuse non modulée est représentée en

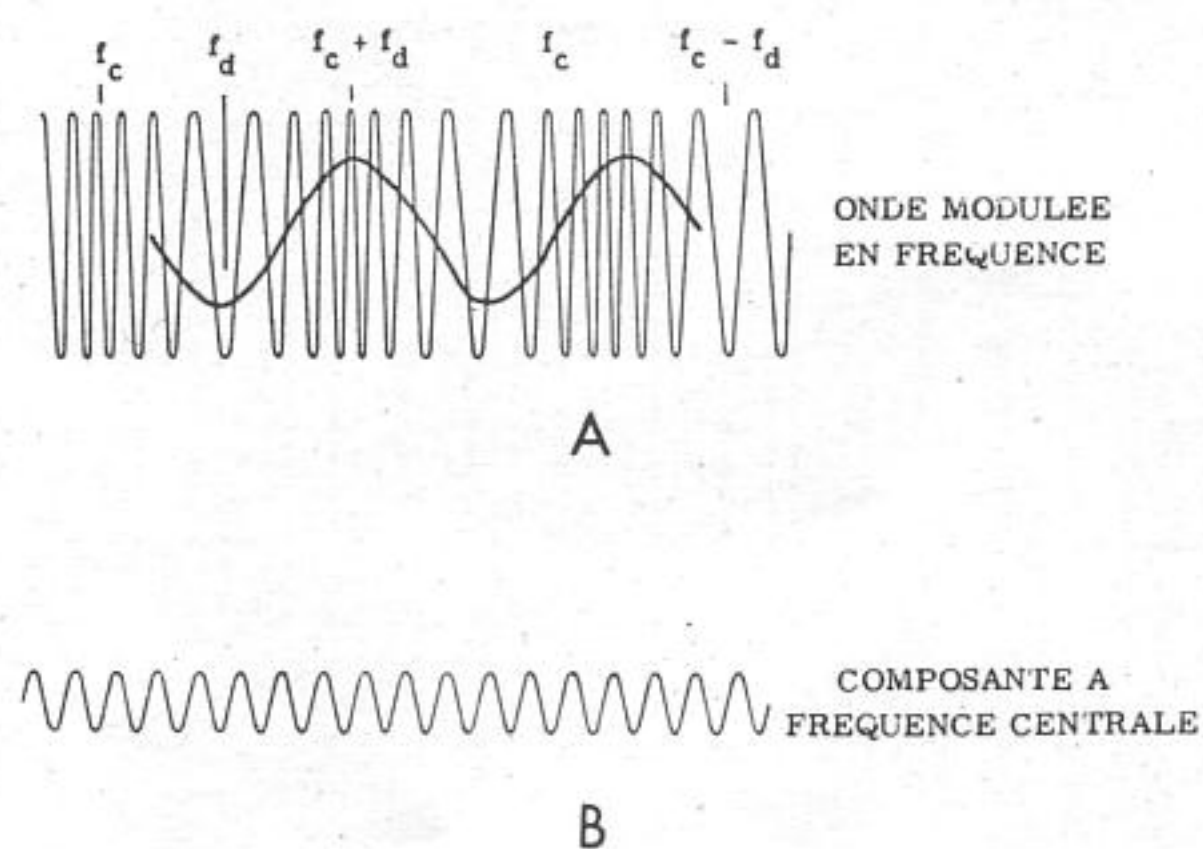


Fig. 8 A-B - En A, onde modulée en FM. En B est figurée la composante à fréquence centrale, ou porteuse. Les figures suivantes montrent les différentes bandes latérales.

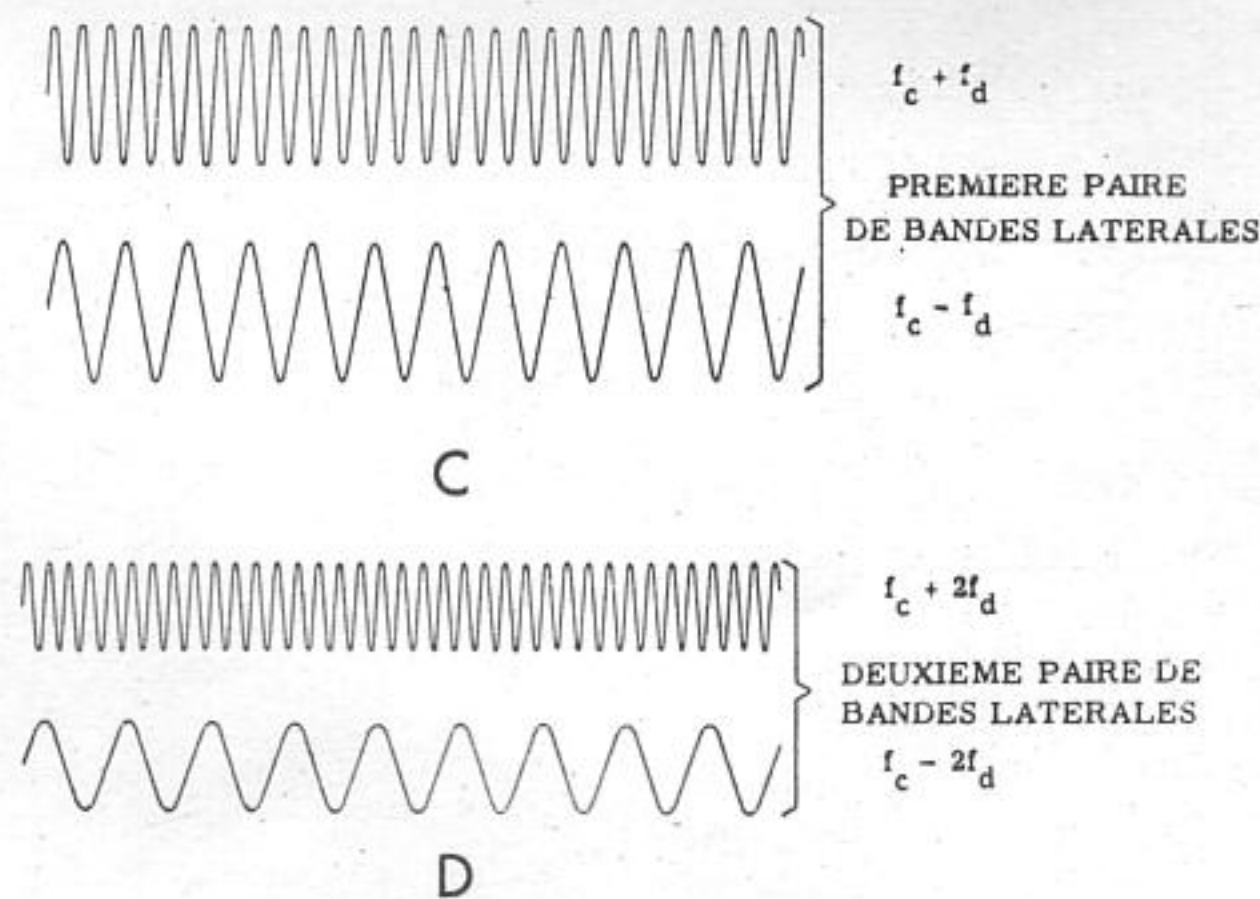


Fig. 8 C-D - En C, la première paire de bandes latérales avec la fréquence la plus haute et la plus basse. En D, la deuxième paire.

pointillé pour permettre de la comparer avec l'amplitude des bandes latérales produites par la M. d. F.

La figure 8 montre les relations qui existent entre l'amplitude des bandes latérales et une fréquence de modulation BF, pour un indice de modulation égal à 2. Avec une fréquence de modulation de 15 kHz, la déviation est donc de 30 kHz. L'onde porteuse modulée (qui est la résultante de la somme algébrique de la porteuse et des bandes latérales) est figurée dans la section A, avec la superposition du signal de modulation.

En B on voit la composante centrale ou porteuse.

Si nous représentons par f_c la fréquence centrale et par f_d la déviation maximale en fréquence, correspondant aux crêtes positives des alternances du signal de modulation, la fréquence instantanée de l'onde est égale à f_c plus f_d , c'est-à-dire qu'on a une augmentation de la fréquence; tandis que, pendant les crêtes négatives, cette fréquence est égale à f_c moins f_d , et l'on a une diminution de la fréquence transmise. La déviation maximale de la fréquence est donc égale à $2f_d$.

Si la fréquence de l'onde porteuse est de 100 MHz et que la déviation est de 30 kHz, la limite inférieure du déplacement sera de 99,97 MHz et la limite supérieure de 100,03 MHz.

Nous trouvons quatre paires de bandes latérales dont l'amplitude dépasse le niveau de 1% et certaines d'entre elles ont une amplitude supérieure à celle de la porteuse. Elles sont situées de part et d'autre de la fréquence centrale à des intervalles de 1 kHz, comme en C, D, E et F; chaque paire de bandes latérales a sa propre amplitude, comme on le voit en G.

L'amplitude de la fréquence centrale est réduite aux 22,4% de sa valeur en l'absence de modulation. La première paire de bandes latérales (situées à 99,985 MHz et 100,015 MHz) a une amplitude égale à 57,7% de celle de la porteuse non modulée; la seconde paire (à 99,97 et 100,03 MHz) a une amplitude égale à 35,3% et ainsi de suite.

Des tables spéciales ont été établies pour calculer le nombre et l'amplitude des bandes latérales, la table N° 78 ci-dessous donne — à titre d'exemple — le

nombre des bandes latérales pour un indice de modulation déterminé, ainsi que la largeur de bande totale occupée par une fréquence de modulation acoustique donnée f_A . Pour calculer, au moyen de cette

TABLEAU 78 - FREQUENCES LATERALES et AMPLITUDE de BANDE en FONCTION de L'INDICE de MODULATION.

INDICE DE MODULATION $M = f_D : f_A$	NOMBRE EFFECTIF DE PAIRES DE FREQ. LATERALES	LARGEUR DE BANDE EFFECTIVE
0.5	2	4 f_A
1.0	3	6 f_A
2.0	4	8 f_A
3.0	6	12 f_A
4.0	7	14 f_A
5.0	8	16 f_A
6.0	9	18 f_A
7.0	11	22 f_A
8.0	12	24 f_A
9.0	13	26 f_A
10.0	14	28 f_A
11.0	15	30 f_A
12.0	16	32 f_A
13.0	17	34 f_A
14.0	18	36 f_A
15.0	19	38 f_A
16.0	20	40 f_A
17.0	21	42 f_A
18.0	23	46 f_A
19.0	24	48 f_A
20.0	25	50 f_A
21.0	26	52 f_A
22.0	27	54 f_A
23.0	28	56 f_A
24.0	29	58 f_A
25.0	30	60 f_A

table, le nombre des bandes latérales, il faut connaître la déviation de fréquence et la fréquence du signal de modulation. Le rapport des deux détermine l'indice de modulation, lequel, à son tour, donne le nombre des paires de bandes latérales effectives. Par exemple, si la déviation est de 25 kHz et la fréquence

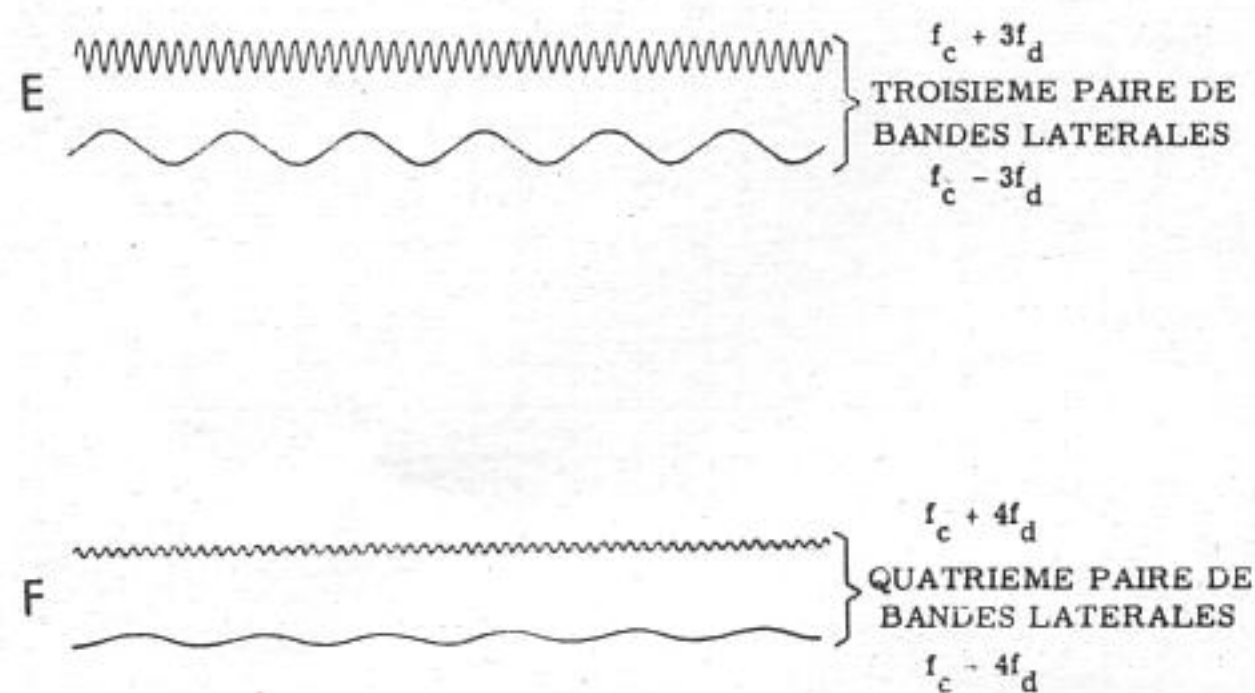


Fig. 8 E-F - En E, troisième paire de bandes latérales avec les deux fréquences extrêmes et en F, la quatrième et dernière paire. Les autres bandes latérales ont une amplitude inférieure à 1% et sont négligeables.

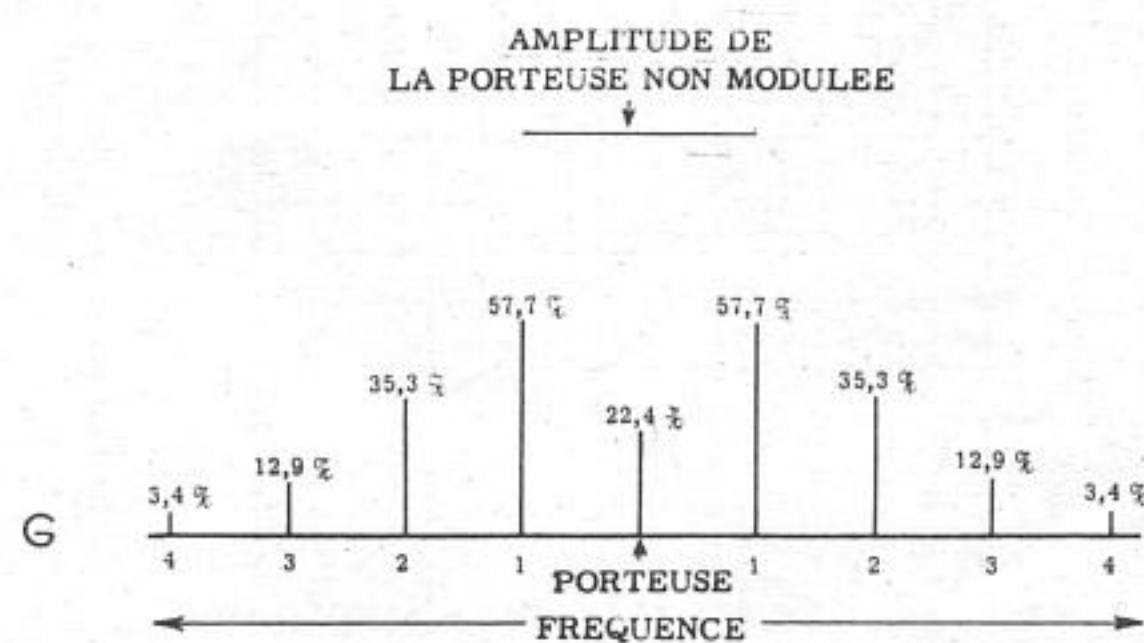


Fig. 8 G - Spectre de fréquence de l'onde modulée de la figure 8 montrant l'amplitude des bandes latérales jusqu'à la quatrième, distante de la porteuse de 15 kHz.

de modulation de 5 kHz, l'indice de modulation est $25 : 5 = 5$. La table nous apprend qu'un signal, ayant un indice de modulation de 5, a 8 paires de bandes latérales et que la largeur de bande est égale à 16 fois la fréquence de modulation, soit $5 \times 16 = 80$ kHz. Lorsque l'indice de modulation est plus petit que 0,5, il n'y a qu'une-seule paire de bandes latérales et la largeur de la bande est égale à 2 fa.

Pour l'utilisation de cette table, si l'indice de modulation est un nombre fractionnaire, on prend le nombre entier le plus rapproché. Par exemple, si l'indice de modulation est 8,25 on prend le nombre de bandes latérales correspondant à l'indice 8; tandis que si l'indice est 8,75, on se reporte à l'indice 9.

Les mêmes relations sont illustrées graphiquement sur la figure 9. Sur ce graphique, l'indice de modulation est porté sur l'axe horizontal, tandis que l'augmentation de la largeur de la bande occupée, en fonction de la déviation de fréquence de crête à crête, est portée sur l'axe vertical. C'est ainsi qu'un indice de modulation égal à 5 provoque une augmentation de la largeur de bande d'environ 0,6, soit approximativement de 60%. Par exemple, supposons que la déviation de fréquence soit de ± 25 kHz, soit 50 kHz de crête à crête. Les 60% de 50 kHz valent 30 kHz et la largeur de la bande occupée sera de $50 + 30 = 80$ kHz. On obtient ce même résultat au moyen de la table 78. Le graphique est très utile pour calculer les valeurs fractionnaires et dans le cas où l'indice de modulation est inférieur à 0,5 ou supérieur à 25.

On voit donc que les bandes latérales produites par la modulation en fréquence s'étendent de part et d'autre de la porteuse au delà des limites de la déviation maximale de fréquence produite par la modulation. Il est donc nécessaire de séparer suffisamment les émetteurs en prévoyant entre eux des bandes de garde ou de protection (« guard-band »), pour protéger les émetteurs adjacents des résidus de modulation dépassant les limites de la déviation prévue.

Etant donné que le signal de modulation (BF) ne

peut pas toujours être imposé et qu'il peut varier dans de larges limites, les canaux affectés aux émetteurs FM ont été déterminés en fonction de la déviation maximale autorisée, en ajoutant de part et d'autre de cette limite un certain intervalle pour éviter les interférences et la superposition des bandes latérales adjacentes. Les canaux assignés ainsi, assurent un fonctionnement sans interférences entre émetteurs voisins.

La figure 10 se rapporte au cas d'une modulation par impulsions. Avec un signal rectangulaire, comme celui illustré en A, le spectre se présente comme celui figuré en B, sur la même figure.

La largeur de bande maximale nécessaire dépend de l'indice de modulation. Le graphique de la figure 10-B est utilisé de la même façon que celui de la figure 9. Si nous connaissons l'ampleur de la déviation et la fréquence de modulation, il est facile de calculer l'indice de modulation en divisant la déviation par la fréquence du signal de modulation.

Supposons, par exemple, que la déviation de fréquence d'une porteuse modulée par impulsions soit de 10 kHz. En d'autres termes, chaque impulsion du signal de modulation produit un déplacement de la fréquence porteuse de plus ou moins 10 kHz selon la polarité instantanée du signal. Si la fréquence de modulation est de 1000 Hz, l'indice de modulation est donné par:

$$\frac{\text{déviation}}{\text{fréquence}} = \frac{10 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 10$$

A partir du point 10 (indice) situé sur l'axe horizontal nous menons une perpendiculaire qui coupe la courbe en un point. De ce point d'intersection traçons une horizontale qui coupe l'axe vertical près de la graduation 2, à 2,25 approximativement. Dans ce cas, l'élargissement de la bande est de l'ordre de 2,25.

La déviation maximale, de crête à crête, étant égale à 10×2 , soit 20 kHz, la bande effectivement occupée sera de $20 \times 2,25 = 45$ kHz.

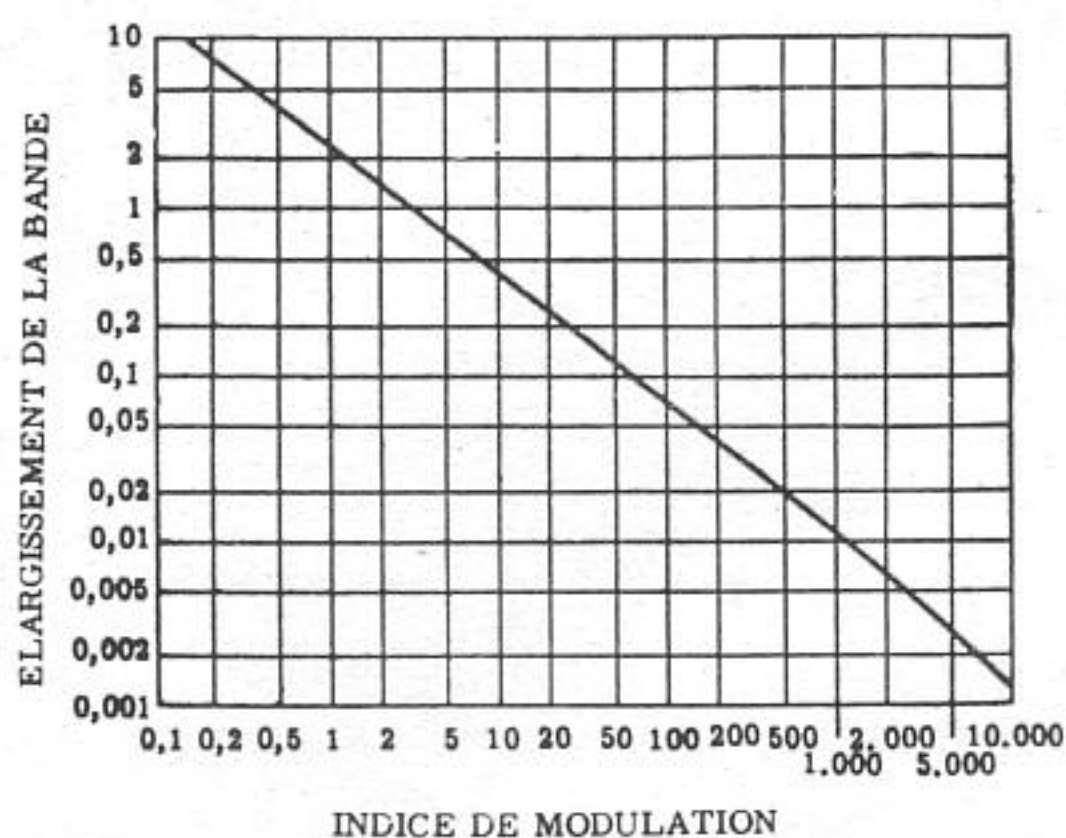


Fig. 9 - Graphique montrant l'élargissement de la bande en fonction de l'indice de modulation, pour une modulation du type traditionnel.

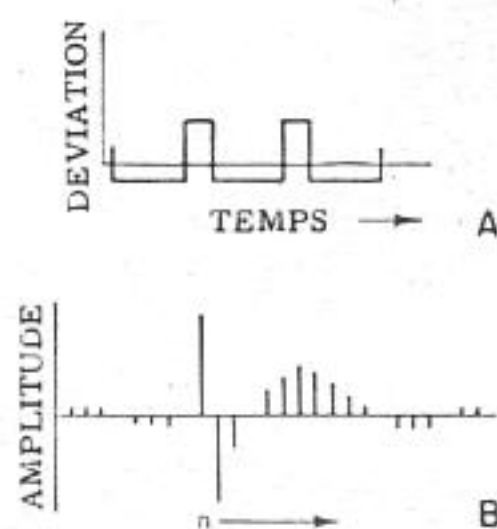


Fig. 10 A-B - En A signal rectangulaire et son spectre en B.

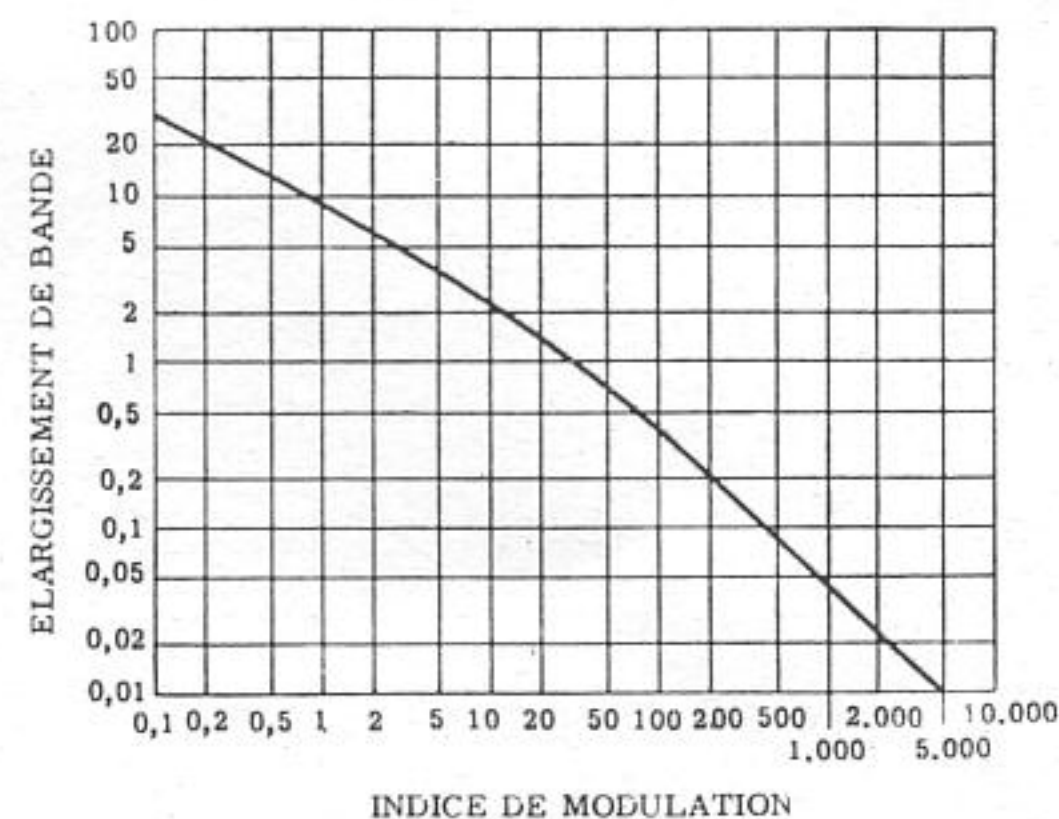


Fig. 10 C - Graphique montrant l'élargissement de la bande en fonction de l'indice de modulation pour une modulation par impulsions.

PREACCENTUATION ET DESACCENTUATION

Préaccentuation — Dans un émetteur de radiotéléphonie ou de radiodiffusion, à modulation de fréquence, la déviation de fréquence est toujours proportionnelle à l'amplitude du signal de modulation et est indépendante de la fréquence de ce signal. Toutefois, lorsque le signal a traversé l'émetteur, le récepteur et l'espace compris entre les deux, une certaine quantité de bruits et de distorsions se superpose aux sons que l'on désire transmettre. Ce bruit est distribué de manière uniforme dans tout le spectre des fréquences audibles. En conséquence, le rapport signal sur bruit diminue aux fréquences élevées en raison du fait que l'amplitude des sons produits par la voix humaine est plus faible aux fréquences élevées (aigus) qu'aux fréquences basses (graves). En outre, la distorsion augmente également dans la partie la plus élevée du spectre des fréquences sonores. Or les fréquences élevées sont celles qui contribuent le plus à l'intelligibilité de la parole, car les consonnes qui en forment la plus grande partie, ont une intensité maximale dans cette partie de la gamme des fréquences acoustiques.

Pour éviter une mauvaise reproduction des consonnes, par suite d'un faible rapport signal/bruit à l'extrémité la plus haute du spectre, on procède à une amplification plus importante de ces fréquences; cette élévation du niveau relatif des notes aiguës s'appelle la **préaccentuation**. Mais il est bien évident que cette suramplification ne doit pas, pour autant, produire des sons artificiels à la réception; il faut donc, dans le récepteur, effectuer l'opération inverse qui aura pour effet de rendre aux sons leur niveau original, c'est la **désaccentuation**. La combinaison de ces deux opérations permet d'obtenir un rapport signal/bruit plus uniforme dans toute la gamme des fréquences acoustiques.

Un émetteur pourvu d'un système de préaccentuation occupe une bande plus large que celle qu'il occuperait sans ce dispositif. En général, la largeur de la bande occupée par un émetteur avec préaccentuation est, dans le cas d'une modulation à 100%, d'un

tiers plus grande que celle produite par la déviation de fréquence. C'est ainsi que, par exemple, si la déviation est de ± 75 kHz (valeur standard en Radiodiffusion FM), la largeur de la bande effectivement occupée par l'émetteur (à 100% de modulation) est d'environ 200 kHz (soit 150 plus 50 kHz).

Le fait que la préaccentuation produit une largeur de bande plus grande pour une déviation de fréquence donnée doit toujours être pris en considération. Toutefois, il est en général peu probable qu'une surmodulation se manifeste car les composants des sons aigus sont assez faibles et la préaccentuation aura seulement pour effet de les porter au niveau des sons graves. Ils ne pourront donc, en aucun cas, provoquer une surmodulation de l'émetteur FM, bien que la variation de fréquence soit plus grande. Nous avons vu que la largeur de bande effective augmente lorsque la fréquence du signal acoustique augmente et nous savons, également, que lorsque le niveau des fréquences acoustiques élevées devient plus grand, un plus grand nombre de bandes latérales extrêmes dépassent le taux de 1%, donc ne sont plus négligeables.

Les caractéristiques de préaccentuation d'un émetteur à modulation de fréquence peuvent être représentées par un graphique (**figure 11**) montrant l'amplification du signal BF en fonction de la fréquence. La fréquence des signaux BF est portée sur l'axe horizontal; sur l'axe vertical, par contre, est indiquée, en décibels, l'amplification relative des diverses fréquences. La courbe nous montre que la sortie reste relativement constante entre 50 et 500 Hz environ, après quoi elle augmente rapidement pour atteindre son maximum à 15 000 Hz (valeur limite des fréquences transmises). Cette amplification étant chiffrée en dB (décibels), une variation de 6 dB signifie une amplitude du signal deux fois plus grande. Sur le graphique, on voit que l'amplification augmente de près de 18 dB entre 1 000 et 15 000 Hz, cela veut dire que l'amplitude a été doublée trois fois. En conséquence, un son à 15 000 Hz subit une amplification 8 fois plus grande ($2 \times 2 \times 2$) qu'un signal à 1 000 Hz.

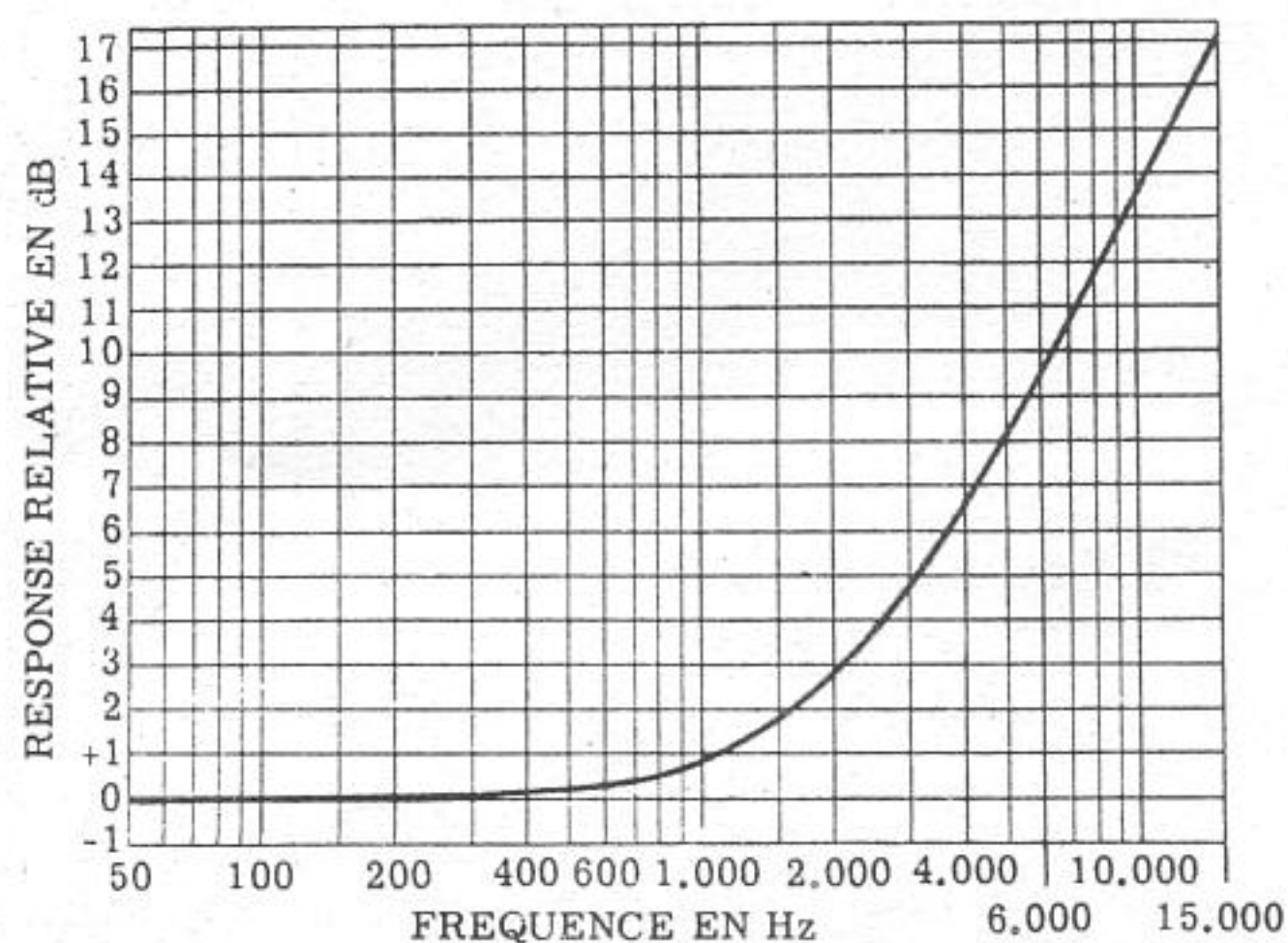


Fig. 11 - Caractéristique de préaccentuation dans un émetteur à modulation de fréquence. Ce graphique met en évidence les relations entre le signal audio d'entrée et la sortie modulée. La fréquence de la gamme des Basses Fréquences (modulation) est représentée sur l'axe horizontal. Sur l'axe vertical est indiqué la sortie correspondant à une entrée constante par rapport à la fréquence. L'amplification à 15 kHz est 8 fois plus grande (18 db) qu'à 1 000 Hz.

Désaccentuation — Dans le récepteur — nous l'avons dit plus haut — on utilise un dispositif effectuant l'opération inverse de la préaccentuation, de telle sorte que le rapport original entre les fréquences aiguës et graves se trouve restitué sans altération. La préaccentuation et la désaccentuation sont obtenues au moyen de circuits composés de résistances, de capacités et d'inductances calculés de manière à obtenir les rapports désiré entre les tensions à l'entrée et à la sortie du filtre. Les caractéristiques de la voix humaine sont très complexes, c'est pourquoi ces filtres ne constituent qu'un compromis destiné à permettre une reproduction aussi fidèle que possible avec un minimum d'éléments. Généralement, les circuits de préaccentuation et de désaccentuation sont constitués par des simples combinaisons de capacités et de résistances ou d'inductances et de résistances.

Circuit de préaccentuation — La figure 12-A représente un dispositif de préaccentuation constitué par une inductance et une résistance insérées dans le circuit grille d'une lampe amplificatrice BF. Dans ce circuit, la tension du signal à fréquence acoustique est appliquée aux bornes de l'inductance à travers une résistance en série avec elle. La grille de commande du tube amplificateur est reliée au sommet de l'inductance. Etant donné que l'impédance de la bobine augmente avec la fréquence — tandis que la résistance ohmique reste constante — la tension aux bornes de l'inductance augmente lorsque la fréquence du signal s'élève. Le rapport entre l'inductance et la résistance détermine la constante de temps du circuit; la caractéristique du circuit de préaccentuation peut être parfaitement déterminée en fonction de cette constante de temps. Si l'inductance est exprimée en henrys et la résistance en mégohms, la constante de temps le sera en microsecondes. Calculons, par exemple, la constante de temps d'un filtre du type représenté sur la figure 12, constitué par une résistance de 0,1 mégohm et une inductance de 7,5 henrys.

$$\text{Constante de temps} = \frac{L}{R} = \frac{7,5}{0,1} = 75 \text{ microsecondes}$$

Pour un tel filtre, le graphique de la figure 11 donne la tension de sortie en fonction de la fréquence, étant entendu que la tension d'entrée reste constante pour toutes les fréquences du spectre.

Circuit de désaccentuation — Il est évident que le dispositif de désaccentuation incorporé au récepteur doit présenter une caractéristique exactement inverse de celle du système de préaccentuation. Ceci peut être obtenu très facilement en faisant en sorte que la constante de temps du circuit à résistance-capacité de la figure 12-B soit égale à celle du circuit de préaccentuation de la figure 12-A. Etant donné que la réactance capacitive diminue lorsque la fréquence augmente, la tension aux bornes du condensateur diminue lorsque la fréquence du signal BF s'élève. Si la constante de temps est choisie avec soin, les fréquences élevées du spectre sont ramenées à leur niveau normal, c'est-à-dire à celui avant la préaccentuation. Si la capacité est exprimée en microfarads, la résistance en ohms, le produit $R \times C$ donnera la constante de temps en microsecondes. Par exemple, dans le circuit de la section B de la figure 12, la capacité est de 0,001 μF et la résistance est de 75 000 ohms, la constante de temps est:

$$\text{Constante de temps} = R \times C = 75\,000 \times 0,001 = 75 \mu\text{sec}$$

elle est donc égale à celle du circuit de préaccentuation de la section A de la figure 12, composé de l'inductance et de la résistance.

LE RAPPORT SIGNAL/BRUIT

Un des plus graves inconvénients résultant de la transmission des fréquences acoustiques au moyen de la modulation d'amplitude, réside dans la sensibilité de ce type de modulation aux différents bruits parasites tant naturels (d'origine atmosphérique) qu'artificiels (d'origine industrielle). Certains des inconvénients propres à la modulation d'amplitude — tout au moins en ce qui concerne les bruits parasites et les interférences — peuvent être éliminés en utilisant la modulation de fréquence. Pour mieux comprendre pour-

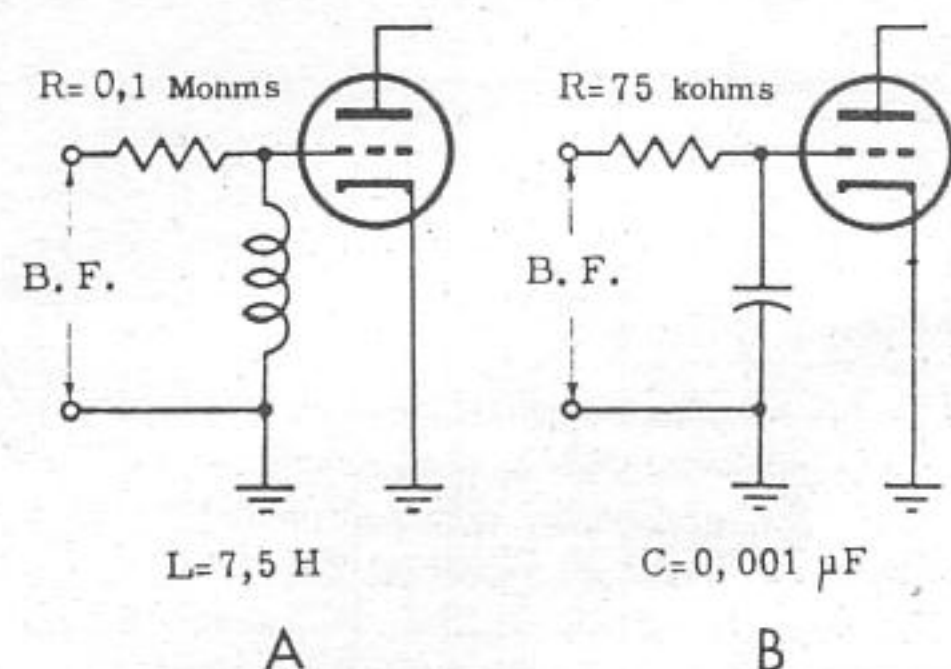


Fig. 12 - En A, circuit de préaccentuation à résistance et inductance. En B, circuit de désaccentuation à résistance et capacité, donnant une courbe inverse de celle du circuit A. Afin que le processus de désaccentuation présente des caractéristiques exactement contraires à celles de la préaccentuation, la constante de temps du circuit en B doit être égale à celle du circuit en A.

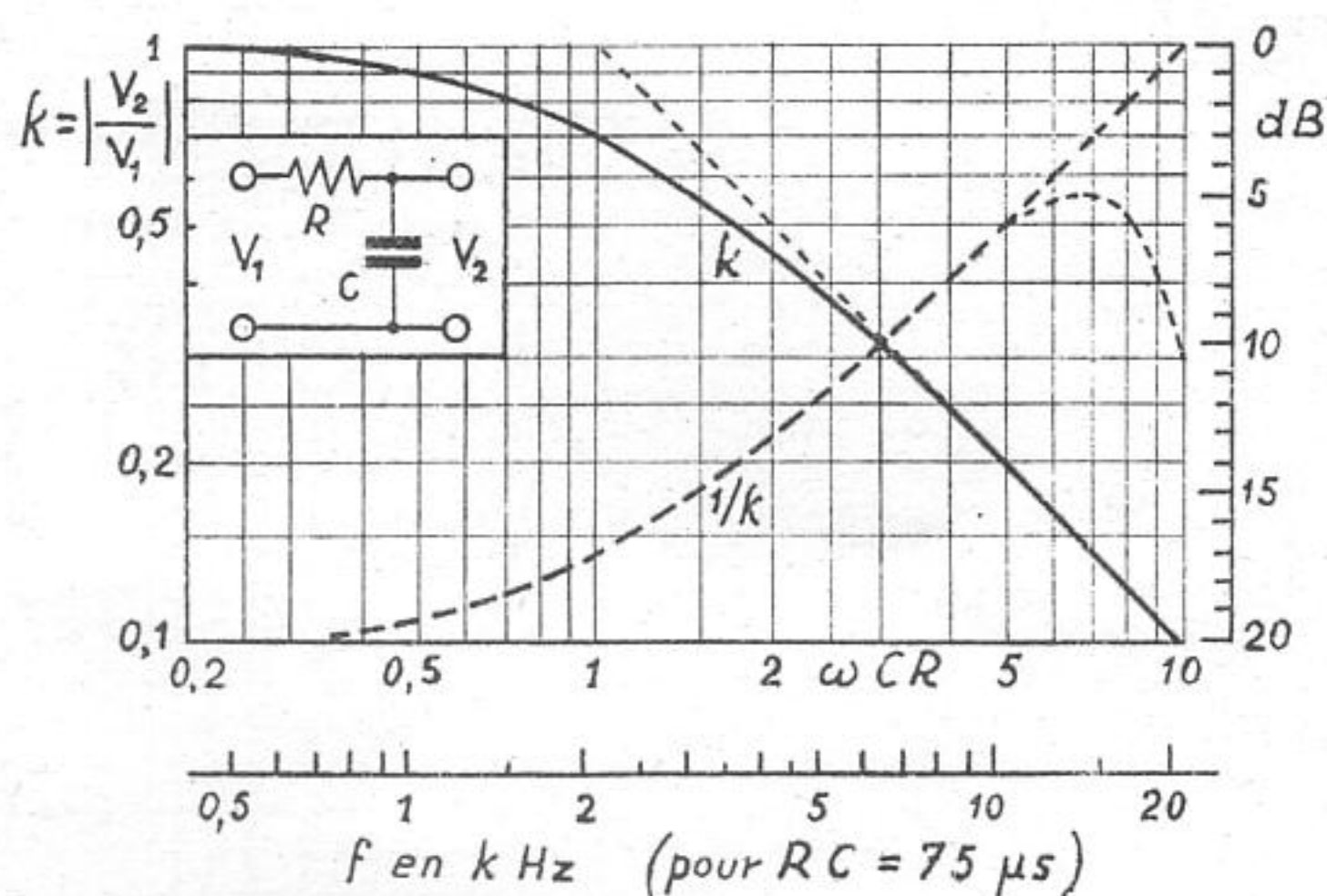


Fig. 12 bis - Caractéristique de désaccentuation (trait plein) qu'on obtient dans un récepteur avec le circuit de la figure 12 B. Par contre, la courbe discontinue représente la caractéristique inverse.

quoi le système de communication basé sur l'utilisation de la modulation de fréquence est préférable au système classique employant la modulation d'amplitude, nous devons analyser, tout d'abord, les différents types de bruits ou perturbations parasites.

Bien que la modulation de fréquence ne constitue pas le procédé le plus efficace pour éliminer ces perturbations, elle est toutefois un des systèmes les plus simples permettant d'arriver à ce résultat. La modulation transmise au moyen d'impulsions très brèves, par exemple, est certainement bien plus efficace, mais les émetteurs sont plus complexes.

La plus grande partie des perturbations radioélectriques se divise en deux catégories principales: les perturbations ou parasites produits par des impulsions ou les parasites intermittents. Les premiers sont constitués par des impulsions rapides de tension à haute fréquence qui, après détection dans un récepteur, apparaissent sous la forme d'impulsions à fréquence acoustique. Elles ont parfois une amplitude plusieurs centaines de fois plus grande que le signal à recevoir, ce qui rend impossible la réception de celui-ci.

Les principales sources de ces perturbations parasites sont constituées par les systèmes d'allumage des moteurs à explosion, et bien que certaines dispositions aient été prises pour les éliminer, on ne peut y réussir complètement. Il persiste, en effet, une composante parasite résiduelle qui peut perturber gravement la réception des signaux faibles.

Les parasites du second type, dits intermittents, sont encore plus gênants. Ils se manifestent comme une émission étendue d'impulsions s'étendant sur une vaste gamme de fréquences. Généralement, ces parasites sont produits par les moteurs électriques, les redresseurs comportant des valves à gaz, les lignes de distribution d'énergie électrique à haute tension, et autres dispositifs électriques analogues. Les parasites produits par un petit moteur électrique, bien qu'ils soient souvent moins intenses que le signal que l'on veut recevoir, peuvent produire des perturbations insupportables, de

nature à rendre cette réception difficile ou même impossible.

Ces parasites peuvent parvenir au récepteur de diverses manières: par propagation dans l'espace, ou par couplage capacitif pouvant exister entre l'antenne du récepteur et la source des perturbations. Les lignes de distribution de l'énergie électrique, auxquelles sont raccordés les appareils producteurs de parasites, peuvent induire dans une antenne voisine des tensions HF correspondant aux parasites. De même, ces perturbations peuvent être reçues directement par la ligne d'alimentation branchée au récepteur.

Les parasites décrits ci-dessus ne sont pas distribués régulièrement tout au long des gammes de réception. Les parasites par impulsions sont particulièrement gênants dans la gamme comprise entre 15 et 160 MHz; les parasites intermittents sont, par contre, plus intenses sur les fréquences plus basses: ils atteignent leur intensité maximale sur des fréquences inférieures à 20 MHz.

Le parasite sera particulièrement violent si sa fréquence a une valeur telle qu'elle provoque l'entrée en résonance électrique du dispositif qui le produit. Dans ce cas, ce dernier fonctionne à la manière d'une véritable antenne d'émission.

Par exemple, les automobiles, dont les dimensions sont de l'ordre d'une demi-longueur d'onde dans la gamme des 30 MHz, produisent de très violents parasites dans cette gamme par leur système d'allumage par étincelles. Par contre, les parasites produits par une décharge électrique dans un gaz, dans les redresseuses à vapeur de mercure par exemple, ou dans tout autre appareil analogue, ont un spectre qui s'étend jusqu'aux fréquences les plus élevées avec une intensité notable: très souvent ils ne peuvent être éliminés en raison de l'impossibilité de munir ces appareils d'un blindage efficace.

Les parasites naturels susceptibles de perturber les réceptions radioélectriques ont des origines diverses mais s'apparentent qualitativement aux types décrits ci-dessus. La cause la plus fréquente est à rechercher dans les décharges électriques se produisant dans l'atmosphère, la foudre. Ces perturbations peuvent être

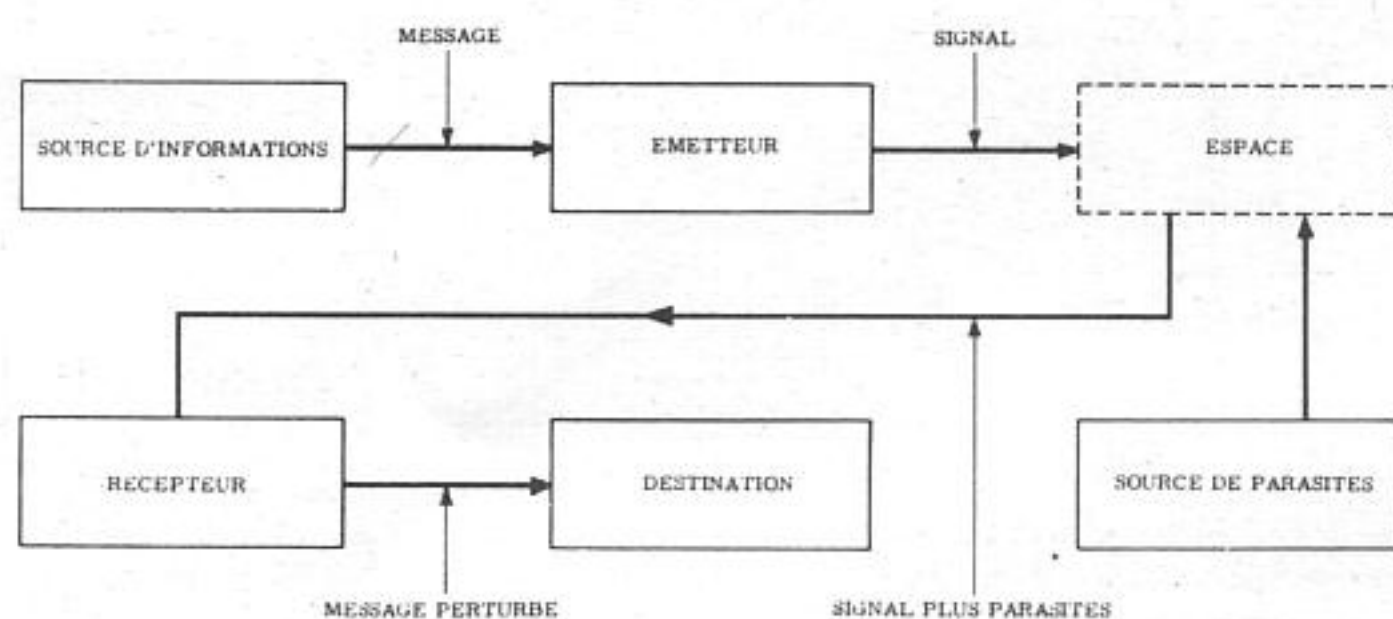


Fig. 13 - Schéma synoptique d'un système de communications mettant en évidence l'introduction, en cours de transmission, de parasites altérant la fidélité des informations.

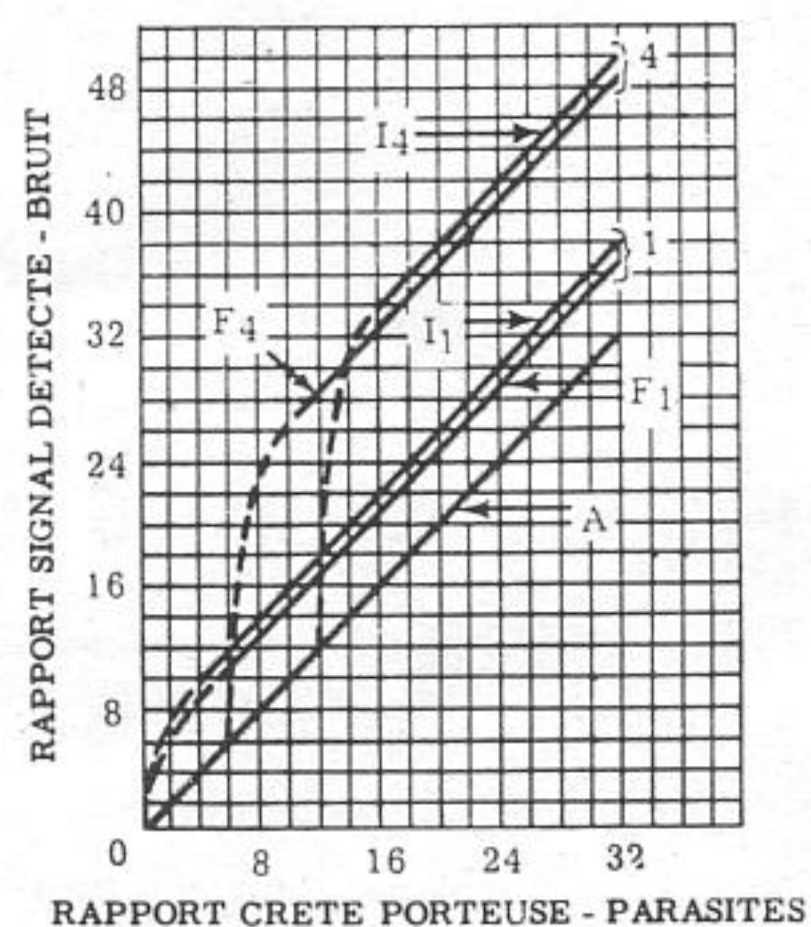


Fig. 14 - Courbe du rapport signal/bruit en fonction de la valeur de crête du rapport porteuse/parasites pour des indices de modulation de 1 et de 4. La diagonale A, figurée à titre de comparaison, indique le même rapport en modulation d'amplitude.

perçues à des milliers de kilomètres de leur lieu d'origine, car elles se propagent de la même façon que les ondes radioélectriques. L'intensité des parasites produits par les perturbations atmosphériques locales diminuent proportionnellement à l'augmentation de la fréquence; les fréquences supérieures à 40 MHz sont moins perturbées que les fréquences plus basses.

Etant donné que les perturbations d'origine atmosphériques sont plus intenses en été qu'en hiver, on peut en déduire logiquement que, pendant la saison hivernale, le niveau de ces parasites est moins élevé.

Il existe encore d'autres sources de parasites dont l'origine est extra-terrestre (bruits cosmiques) attribués à l'activité solaire. Comme il est évidemment impossible de les supprimer à leur source, il convient de recourir à d'autres procédés pour les éliminer.

Un facteur qui limite la sensibilité des récepteurs aux très hautes fréquences est le bruit de fond ou souffle produit dans le récepteur lui-même par l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs et les fluctuations du courant électronique dans les lampes. Il se manifeste sous la forme d'un souffle plus ou moins important, perçu dans le haut-parleur.

La figure 13 schématise un système de communication par ondes radioélectriques. La source d'information fournit des messages qui sont transmis à l'émetteur. Celui-ci, à son tour, les transforme en signaux susceptibles d'être rayonnés dans l'espace jusqu'au récepteur. Ils sont, alors, détectés et l'on retrouve à la sortie du récepteur la reproduction du message original. Mais au cours de sa transmission, le signal peut subir diverses altérations du fait des diverses perturbations et le récepteur ne peut plus donner une reproduction fidèle du signal émis. Toutefois, dans un système à modulation de fréquence, si la déviation de fréquence est suffisante, le rapport signal/bruit est largement augmenté, ce qui entraîne une meilleure qualité de la reproduction.

L'effet des parasites sur une émission modulée en fréquence est très différent de celui produit sur une émission en modulation d'amplitude. Les impulsions

produites par les fluctuations parasites produisent une modulation d'amplitude de la porteuse et, de ce fait, elles sont éliminées par l'étage **détecteur** lequel, dans un récepteur à modulation de fréquence **n'est pas sensible aux variations d'amplitude de l'onde porteuse**.

En modulation d'amplitude, au contraire, elles donnent lieu, à la sortie du détecteur, à un signal de modulation parasite lequel est amplifié, comme le signal de modulation utile, par les étages amplificateurs Basse Fréquences.

Si le signal modulé en fréquence est très faible par rapport aux parasites, les bandes latérales contenant le signal BF sont supprimées par l'étage détecteur. En conséquence, si la porteuse ne dépasse pas une intensité déterminée, la modulation de fréquence est pratiquement inférieure à la modulation d'amplitude. La valeur minimale nécessaire est appelée **seuil de niveau utile**, et il dépend de la déviation de fréquence. La M. d. F. n'est supérieure à la M. d. A. que lorsque le signal a une intensité supérieure à ce seuil.

La figure 14 montre la variation du rapport signal/bruit en fonction de la valeur de crête du rapport porteuse/parasites. A titre de comparaison on a figuré par la diagonale (A) le même rapport pour la modulation d'amplitude. Les deux courbes I₁ et F₁ sont relatives à un indice de modulation en fréquence égal à 1. La courbe F₁ donne le rapport signal/bruit en présence de parasites fluctuants, tandis que la courbe I₁ donne ce même rapport pour des parasites du type à impulsions. Les deux autres courbes marquées I₄ et F₄ ont été établies pour un indice de modulation égal à 4. L'amélioration due au système de modulation de fréquence commence au point où la porteuse a une intensité suffisante pour dépasser le seuil de niveau utile. C'est à partir de ces points que les courbes I₄ et F₄ s'écartent de la courbe (A) relative à la modulation d'amplitude.

Bien que cette analyse ait été faite en signaux sinusoïdaux, elle donne des résultats suffisamment valables, dans le cas d'une modulation par ondes sonores de formes complexes.

Leçon n° 77

RECEPTEURS POUR LA MODULATION DE FREQUENCE

Les émissions en Modulation de Fréquence permettent une meilleure réception, pratiquement exempte de perturbations, tant terrestres qu'atmosphériques, ainsi qu'une plus grande fidélité de reproduction.

Par fidélité, on désigne l'aptitude du circuit démodulateur du récepteur à reproduire les sons transmis sans aucune altération: cela implique un fonctionnement correct de tous les étages précédents le détecteur et de l'amplificateur Basse Fréquence. Pour cela, il faut que le récepteur ait une bande passante suffisante (en MF, en particulier) pour permettre le passage et l'amplification sans distorsion de toutes les fréquences acoustiques, fondamentales et harmoniques, composant le son original ayant servi à moduler la porteuse. Dans les émissions en modulation d'amplitude, la fréquence acoustique maximale que l'on est autorisé à transmettre (dans la gamme des Petites et Grandes Ondes) est de 4,5 kHz; par contre, en Modulation de Fréquence (dans la gamme VHF), on peut passer le 15 kHz. Ceci démontre que dans le deuxième cas, la fidélité sera infiniment plus grande. C'est pourquoi les émissions en FM ont pris un essor considérable et ont atteint en quelques années un champ d'application sensiblement égal à celui du système A.M.

L'AMPLIFICATION H.F. EN M. d. F.

Un étage amplificateur haute fréquence augmente le signal HF recueilli par l'antenne, tout en augmentant le rapport signal/bruit du récepteur. Il existe de nombreux circuits dont les caractéristiques permettent d'obtenir de bons résultats. Etant donné que l'étage amplificateur H.F., placé immédiatement après l'antenne, reçoit des signaux plus faibles que n'importe quel autre étage du récepteur, son mauvais fonctionnement a des répercussions importantes sur tous les étages successifs. L'étage HF ne doit pas être seulement un étage amplificateur des signaux; il doit éliminer la fréquence image et toutes les autres interférences voisines du signal à recevoir. En particulier — comme il s'agit généralement de récepteurs superhétérodynes pourvus d'un oscillateur local — l'étage amplificateur HF doit supprimer tout rayonnement parasite provenant de l'oscillateur, en isolant ce dernier de l'antenne. Cette précaution est particulièrement utile dans le cas, plus fréquent dans les villes, où de nombreux récepteurs fonctionnent simultanément à de faibles distances les uns des autres.

L'amplification et le souffle - Aucun étage amplificateur ne peut séparer le bruit présent dans la bande passante, des signaux utiles; il amplifie donc ces deux signaux d'une manière uniforme. Les parasites n'ont pas une phase constante, et produisent, de temps en temps (voir 76ème leçon, paragraphe «préaccentuation et rapport signal/bruit») des battements et interférences variées qui sont également amplifiés. Les étages amplificateurs successifs du récepteur amplifient les bruits et le souffle présents dans le premier étage et y ajoutent, à leur tour, le leur. C'est généralement le premier étage du récepteur qui détermine le niveau général du bruit et du souffle: il suffit d'obtenir un gain de 5 du rapport signal/bruit dans le premier étage, pour réduire considérablement le souffle introduit par l'étage changeur de fréquence lui-même; avec un gain de 10, le souffle produit par l'étage changeur de fréquence peut être négligé complètement.

MONTAGES D'AMPLIFICATION A HAUTE FREQUENCE

Les étages amplificateurs HF des récepteurs à modulation de fréquence fonctionnent en classe A (c'est-à-dire sans courant grille), et sont de types différents cathode à la masse, grille à la masse ou plaque à la masse (c'est à couplage par la cathode ou «cathode follower»). Tous ces montages peuvent s'appliquer aux triodes, aux tétrodes ou aux pentodes, car les autres grilles (en dehors de la grille de commande) sont toutes au potentiel de la masse, en ce qui concerne la haute fréquence.

Nous connaissons déjà le circuit d'entrée d'un étage amplificateur HF, et nous savons qu'il est constitué par un transformateur dont le rôle est d'adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance d'entrée de la lampe.

En modulation de fréquence, dont les émissions se font sur ondes métriques, la liaison de l'antenne au récepteur se fait par **câble coaxial** ou par **ligne bifilaire**. Dans le 1er cas le conducteur externe (ou gaine) est au potentiel de la masse et le circuit d'entrée est asymétrique, dans le 2ème cas, les tensions aux bornes des deux conducteurs parallèles sont égales et déphasées de 180°, c'est-à-dire de 90° par rapport à la masse.

En modulation de fréquence, les circuits accordés doivent permettre non seulement le passage de la porteuse, mais aussi de large bande de fréquences s'étendant de part et d'autre de la fréquence centrale. La

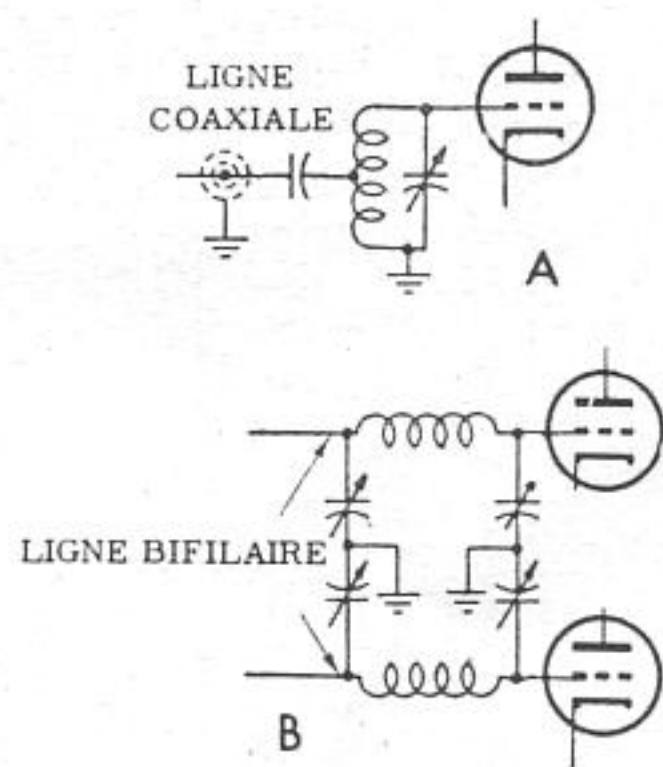


Fig. 1 - Circuits d'entrée d'amplificateurs haute fréquence.

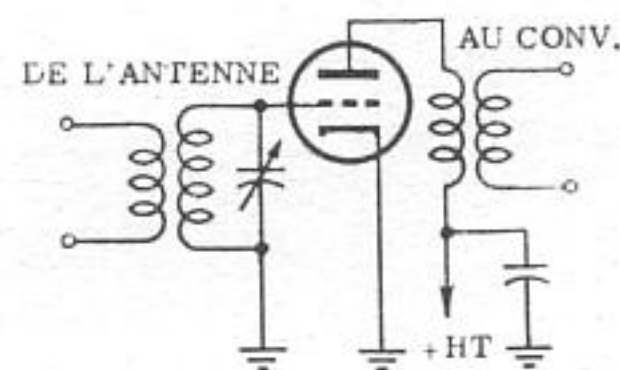


Fig. 2 A - Amplificateur HF avec cathode à la masse. Monté avec une triode, le rapport signal/bruit est bon, mais il nécessite un neutrodynage. Avec une pentode, ce rapport est moins favorable.

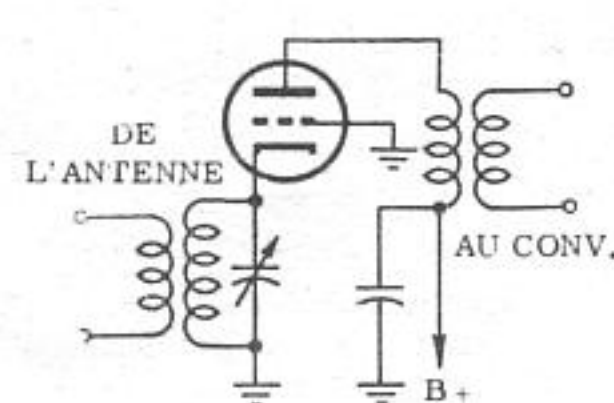


Fig. 2 B - Amplificateur avec grille à la masse. Il ne nécessite pas de neutrodynage, même avec une triode; mais l'amplification obtenue est moins forte que celle du montage précédent.

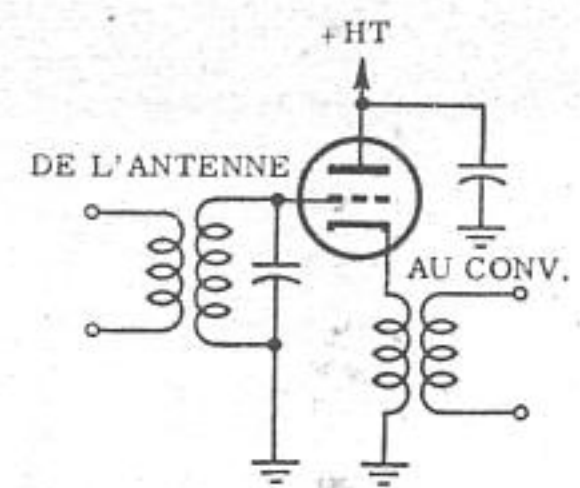


Fig. 2 C - Amplificateur HF avec plaque à la masse. Ne donne aucun gain, mais il est parfois adopté en raison de sa faible impédance de sortie.

sélectivité des circuits accordés doit donc être moins grande en modulation de fréquence qu'en modulation d'amplitude. Dans ce cas également, le degré de couplage entre le primaire et le secondaire du transformateur joue un rôle important pour l'obtention de la sélectivité convenable.

La figure 1 représente deux circuits d'entrée pour amplificateurs à haute fréquence: l'un d'eux est du type asymétrique, pour couplage à une ligne coaxiale (A), et l'autre du type symétrique, pour ligne de transmission bifilaire (B).

Les figures 2-A, 2-B et 2-C donnent les schémas de principe de trois types d'amplificateurs HF.

Le montage de la figure 2-A, avec la cathode à la masse, nous est désormais familier. Le primaire du transformateur de grille (entrée) peut être prévu pour ligne coaxiale ou bifilaire; la sortie (circuit plaque) se fait au moyen d'un transformateur de couplage dont le primaire est inséré dans la plaque du tube. si l'on utilise une triode, comme lampe amplificatrice, il faut neutraliser la capacité grille-plaque pour éviter l'entrée en oscillations du tube. Le rapport signal/souffle est élevé si l'on emploie une triode, tandis qu'il est moins favorable — comparé aux montages que nous verrons plus loin — si l'on utilise une pentode.

Le montage de la figure 2-B, avec grille à la masse, permet l'utilisation d'une triode sans aucun neutrodynage; toutefois, son rendement est moins bon que celui du circuit précédent, en raison de la plus faible amplification qu'il procure.

Le troisième montage enfin, représenté figure 2 - C, a toujours un coefficient d'amplification inférieur à l'unité; c'est-à-dire qu'il introduit une légère atténuation du signal. L'impédance de sortie est très faible, comparée à celle d'entrée. Cet étage, malgré son manque d'amplification, est souvent adopté en raison de cette particularité qui permet de réaliser des liaisons à basse impédance entre étages. Il présente, en outre, l'avantage d'éviter les oscillations parasites et est très stable: il est fréquemment utilisé dans les récepteurs du commerce et dans les récepteurs de télévision.

On trouve également des montages amplificateurs HF à deux lampes, montées en opposition de phase (push-pull), réalisés suivant ces schémas; mais dans la majorité des cas, on utilise le montage de la figure 2-B, en reliant les deux grilles à la masse. Lorsqu'on désire obtenir une forte amplification en haute fréquence, on utilise deux étages en cascade, dans des montages variés. Nous ne nous étendrons pas sur leur fonctionnement, car il est identique à celui décrit lors de nos études sur les amplificateurs HF employés dans les récepteurs à modulation d'amplitude.

LES ETAGES MELANGEURS ET CONVERTISSEURS

Ainsi que nous le savons, l'étage convertisseur de fréquence d'un récepteur superhétérodyne fait naître un battement entre le signal recueilli par l'antenne (amplifié ou non par un étage HF) et les oscillations produites par l'oscillateur local.

Le mélange, rappelons-le, donne naissance à deux battements, l'un étant égal à la somme des deux fréquences en jeu, l'autre à leur différence. D'une manière générale, c'est le battement correspondant à la différence entre ces deux fréquences qui est utilisé comme M. F. Etant donné que les oscillations produites dans le récepteur (oscillateur local) ont une amplitude beaucoup plus grande que celles provenant de l'antenne, la pourcentage de modulation (modulation contenue seulement dans le signal reçu) du signal M. F. résultant est très faible; ceci évite la formation de bandes latérales indésirables. Dans le cas où l'oscillateur local produit des harmoniques, la sélectivité propre du circuit accordé d'entrée évite les battements indésirables et les rayonnements parasites. Les étages mélangeurs peuvent être de types différents:

Diode mélangeuse. Le schéma en est donné figure 3. Il n'est utilisé que pour la réception des fréquences très élevées (UHF). Il peut fonctionner en utilisant les harmoniques d'un oscillateur local de fréquence plus basse, très inférieure à celle de la porteuse du signal reçu. C'est généralement dans ces conditions que travaille un

Mercury switch — Interrupteur au mercure (interrupteur électrique qui contient un gros globule de mercure renfermé dans un étui métallique ou en verre, dont l'inclinaison met en mouvement le mercure en obtenant ainsi l'union ou la séparation des contacts).

Mercury vapor diode — Diode à vapeur de mercure.

Mercury vapor lamp — Lampe à vapeur de mercure.

Mercury vapor rectifier — Redresseur à vapeur de mercure.

Meridian — Méridien.

Mesa transistor — Transistor « mesa » (au moyen d'une technique spéciale d'attache chimique, les régions de base et d'émettre apparaissent comme des plateaux par dessus de la région du collecteur).

Mesh — Maille.

Mesh circuit — Circuit à triangle.

Mesh connection — Connexion à delta.

Meshed anode — Anode à maille.

Mesny circuit — Circuit oscillateur pour UHF à deux tubes.

Meson — Méson (particule subatomique qui résulte des radiations cosmiques. Il possède une charge égale à celle d'un électron mais une masse beaucoup plus grande).

Mesosphere — Mésosphère (une couche de l'atmosphère qui se trouve entre la stratosphère et la ionosphère).

Mesotron — Mésotron (particule subatomique).

Message — Message.

Message authentication — Authentification de message.

Message heading — Intitulation de message.

Message key element — Élément clé de message.

Messenger wire — Câble portant.

Metabolons — Métabolons (produits dus à la désintégration successive de matériaux radio-actifs).

Metadyne — Amplificateur magnétique roulant caractérisé par plus de deux balais pour chaque paire de pôles.

Metal-ceramic — Type particulier de céramique mélangé avec un oxyde métallique.

Metal-clad base material — Plaquette pour des circuits imprimés.

Metal conduit — Conduit métallique.

Metal detector — Dispositif électronique pour réceler des objets métalliques.

Metal film resistor — Résistance à pellicule métallique.

Metallic antenna lens — Lentille composée par plusieurs surfaces métalliques parallèles installées en face d'une antenne, afin de focaliser le faisceau.

Metallic arc — Lampe à arc à c.c. qui utilise des électrodes en cuivre et oxyde de fer.

Metallic circuit — Circuit métallique (circuit n'ayant aucune partie à la masse).

Metallic filament — Isolateur métallique (section quart d'onde d'une ligne de transmission dont l'impédance d'entrée devient tellement élevée à une certaine fréquence qu'elle agit comme isolateur).

Metallic rectifier stack — Batterie de redresseurs métalliques.

Metallic screen — Ecran métallique.

Metallized bushing — Isolateur métallisé.

Metallized filament — Filament de charbon métallisé.

Metallized glass — Verre métallisé.

Metallized paper capacitor — Condensateur au papier métallisé.

Metallized resistor — Résistance fixe métallisée.

Metal locator — Voir « Metal detector ».

Metallography — Métallographie.

Metal master — Négatif métallique de disque phonographique, que l'on obtient de l'enregistrement original réalisé sur la cire ou le vernis cellulosique.

Metal negative — Voir « Metal master ».

Metal positive — Positif métallique ou matrice de disque phonographique.

Metal sheet — Lame métallique.

Metal support — Support métallique.

Metal-tank mercury-arc rectifier — Tube redresseur à vapeur de mercure où les anodes et la cathode sont renfermées dans un étui métallique.

Metal tube — Tube électronique à étui métallique.

Metascope — Récepteur qui convertit les signaux à rayon infrarouge en des signaux visibles.

Metastable atoms — Atomes métastables.

Metastable level — Niveau métastable (d'un atome).

Meteor — Météore.

Meteoric scatter — Propagation d'ondes radio au moyen de la dispersion de ces dernières de la part des queues de météores.

Meteorite — Météorite.

Meteorograph — Météographe (Instrument qui mesure et enregistre des données météorologiques).

Meteorological aids service — Service d'aides météorologiques (émission de signaux spéciaux par radio pour fournir seulement des informations météorologiques).

Meteorology — Météorologie.

Meter — Mesureur, instrument de mesure; mètre (unité de longueur).

Meter-ampere — Ampère-mètre.

Meter bridge — Pont de mesure.

Meter-candle — Bougie/mètre=Lux.

Meter correction factor — Facteur de correction de l'instrument de mesure (facteur multiplicateur de la lecture pour compenser les erreurs de l'instrument et obtenir ainsi la vraie lecture).

Meter-type relay — Relai qui utilise une équipe mobile ayant une aiguille qui s'éloigne ou s'approche d'un contact fixe.

Method — Méthode.

Metric waves — Ondes métriques (de 1 à 10 mètres).

Metrology — Métrologie.

mev — Abréviation de « Million-electron-volt » (un million d'électrons-volt).

MEW — Abréviation de « Microwave early warning ».

m-f — Abréviation de « Medium frequency » (Moyenne Fréquence).

mF — Abréviation de « microfarad ».

mfd — Abréviation de « microfarad ».

MEP — Abréviation de « Mean free path » (voir).

MG — Abréviation de « Motor generator ».

mg — Abréviation de « Milligram ».

mgc — Abréviation de « Manual gain control » (contrôle de gain manuel).

mh — Abréviation de « Millihenry ».

MH beacon — Radiophare non directionnel, ayant une puissance de sortie de 50 watts ou inférieure.

mho — Mho (unité de conductance; c'est le réciproque de l'ohm).

Mhometer — Instrument de mesure de la conductance en mho.

MI — Désignation ITU pour les stations mobiles à terre.

Mic — Abréviation de « Microphone ».

Mica — Mica (minéral transparent en forme cristalline laminée, ayant des propriétés excellentes d'isolant et de résistance à la chaleur).

Mica capacitor — Condensateur au mica.

Mica dielectric — Diélectrique au mica.

Mica plate — Plaque en mica (de tube électronique).

Micarta — Micarta.

Michey — Radar pour les avions fonctionnant sur la longueur d'onde de 3 cm, employé pour le bombardement à grande hauteur et pour la navigation.

micro — Préfixe = 10^{-6} ou bien 0,00001.

Microalloy diffused base transistor — Transistor au microalliage qui est précédemment soumis à la diffusion gazeuse afin d'obtenir une région de base uniforme.

Microalloy transistor — Transistor au microalliage (l'émetteur et le collecteur sont très fins).

Microammeter — Microampèremètre.

Microampere — Microampère.

Microbar — Microbar (unité de pression employée en acoustique qui est égale à 1 dyne).

Microcosmos — Microcosmos.

Microdensitometer — Microdensitomètre (densitomètre de forte sensibilité employé en spectrophotographie).

Microfarad — Microfarad (un millionième de farad).

Microgroove record — Disque au microsilicon.

Microhenry — Microhenry (un millionième de henry).

Microhm — Microohm (un millionième d'ohm).

Microlock — Système pour recevoir et émettre des informations par radio au moyen d'une largeur de bande réduite, employé pour la poursuite automatique de satellites.

Micrometeorites — Micrométéorites.

Micrometer — Micromètre (dans la version électrique, c'est un instrument pour mesurer les mouvements extrêmement petits en les convertissant en des variations de capacité, ou bien en des variations dans la réluctance d'un entrefer dans un circuit magnétique).

Micromho — Micromho (un millionième de mho).

Micromicro — Micro-micro ou bien pico = un million de millionième.

Micromicrofarad — Picofarad (un millionième de microfarad).

Micromicrowatt — Picowatt.

Microminiaturization — Microminiaturisation.

Micron — Micron (un millionième de millimètre).

Microphone — Microphone.

Microphone adapter — Adapteur de microphone (à un récepteur de radio).

Microphone amplifier — Amplificateur microphonique (amplificateur B.F. qui amplifie la sortie d'un microphone).

Microphone battery — Batterie du microphone.

Microphone boom — Support de microphone.

Microphone button — Capsule télescopique en forme de bouton remplie de granules de charbon, qui sert comme élément résistif d'un microphone au carbon.

Microphone cable — Câble microphonique (câble blindé spécial pour relier un microphone au propre amplificateur).

Microphone mixer — Mélangeur microphonique (pour appliquer les signaux de deux ou plusieurs microphones à l'entrée d'un amplificateur Basse Fréquence).

Microphone packing — Empâtément de microphone (au charbon).

Microphone preamplifier — Voir « Microphone » (pour protéger le diaphragme de l'humidité due à la respiration de l'opérateur).

Microphone stand — Support de microphone.

Microphone transformer — Transformateur microphonique (pour coupler des types déterminés de microphones à la ligne de transmission ou bien à l'amplificateur).

Microphonic — Microphonique.

Microphonic current — Courant microphonique.

Microphonic effect — Effet microphonique.

Microphonic hiss — Souffle microphonique.

Microphonic noise — Bruit microphonique (bruit dû aux vibrations mécaniques des éléments d'un tube électronique).

Microphonics — Voir « Microphonic noise ».

Microphonic tube — Tube microphonique où les électrodes ne sont pas convenablement rigides et donc capable de causer des vibrations qui modulent le courant qui circule par le tube avec pour conséquence la production de bruit microphonique.

Microphonism — Voir « Microphonic noise ».

Microphotometer — Microphotomètre.

Microradiography — Microradiographie.

Microradiometer — Microradiomètre (détecteur thermosensible de la puissance rayonnée).

Microray oscillator tube — Tube triode spécial utilisé pour engendrer des fréquences extrêmement élevées.

Microscan antenna — Antenne ou lentille électronique capable de diriger le propre faisceau rayonné suivant un angle azimutal de 360°.

Microsecond — Microseconde (un millionième de seconde).

Microstrip — Ligne de transmission plane ou à bande pour micro-ondes.

Microswitch — Microinverseur.

Microtelephone — Microtéléphone.

Microtron — Microtron (un type de cyclotron où les électrodes sont accélérées).

Microvolt — Microvolt (un millionième de volt).

Microvoltmeter — Microvoltmètre.

Microvolts per meter — Microvolts par mètre (mesure de l'intensité du signal produit par un émetteur radio en un point donnée. Il est égal à l'intensité du signal en microvolt à l'antenne réceptrice divisé par la hauteur effective de l'antenne en mètres).

Microwatt — Microwatt (un millionième de watt).

Microwave — Micro-onde (allant de 30 à 0,3 cm).

Microwave amplification by stimulated emission of radiation (MASER) — Amplification d'énergie à micro-ondes au moyen d'émission de rayonnement activé.

Microwave circulator — Circulateur pour micro-ondes (de guide d'ondes).

Microwave early warning — Radar de découverture à rayon long de notable puissance, fonctionnant sur les 10 cms.

Microwave filter — Filtre composé par des cavités résonnant et installé à l'intérieur d'une ligne de transmission pour micro-ondes.

Microwave frequencies — Fréquences supérieures à 890 MHz.

Microwave gyrator — Voir « Gyrator ».

Microwave oscillator — Oscillateur par micro-ondes.

Microwave radio — Appareil de radio pour micro-ondes.

Microwave radiometer — Radiomètre pour micro-ondes.

Microwave radio relay — Répéteur à micro-ondes.

Microwave receiver — Radiorécepteur pour micro-ondes.

Microwave relay system — Répéteur à micro-ondes.

Microwave repeter — Répéteur à micro-ondes (station de radio récepteur/émetteur qui emploie des faisceaux d'ondes fortement directionnels).

Microwave — Micro-ondes (ondes de longueur inférieure à 1 mètre).

Microwave spectrum — Spectre des micro-ondes (allant d'environ 30 cms à 0,3 cm).

Microwave system — Système à micro-ondes.

Microwave transmitter — Emetteur par micro-ondes.

Microwave tube — Tube électropique pour micro-ondes.

Mid-Canada line — Ensemble de stations radar de découverture qui traverse le Canada.

Middle marker — Radiophare de découverture au moyen de faisceau à éventail, placé à environ 1 km du point d'approche de la piste.

Midgetape — Enregistreur au ruban de poche.

Midget receiver — Radiorécepteur de dimensions réduites.

Midget set — Appareil miniature. Poste miniature.

Midpoint connection — Connexion à la prise centrale (d'un transformateur).

Mid-side recording — Méthode d'enregistrement stéréophonique sur un disque en utilisant un microphone à diagramme polaire cardiode et un microphone à cosinus (diagramme ayant la forme de 8).

Midtap — Prise centrale (de transformateur).

Mike — Microphone.

MIL — Abréviation de « Military specifications ».

mil — Unité de longueur égale à un millièment de pouce.

Mile — Mille, unité de longueur égale à 1,609 km.

Military characteristics — Caractéristiques militaires.

Milky electrolyte — Electrolyte de couleur blanche laiteuse due à la présence de grandes quantités de bulles d'oxygène

provenant de la surface de la plaque positive d'un accumulateur.

Miller bridge — Pont de Miller (type de circuit à pont employé pour mesurer le facteur d'amplification d'un tube électronique).

Miller circuit — Circuit de Miller (circuit où la constante de temps d'une combinaison RC est amplifiée par un tube électronique).

Miller effect — Effet Miller (accrue de la capacité effective grille-cathode d'un tube électronique, due à la charge induite électrostatiquement sur la grille de la part de la plaque à travers la capacité grille-plaque).

Miller integrator — Intégrateur de Miller (circuit employé afin d'obtenir une tension linéaire pour la base des temps).

Miller time-base — Voir « Miller integrator ».

Milli — Préfixe qui signifie 0,001 ou 10^{-3} .

Milliammeter — Milliampèremètre.

Milliampere — Milliampère (un millièment d'ampère).

Millibar — Unité de pression, employée pour mesurer la pression atmosphérique, qui est égale approximativement à 1 000 dynes par centimètre carré à 0°C, en conditions normales de gravité. La pression atmosphérique au niveau de la mer est de 1 013 millibar.

Milligram — Milligramme.

Millihenry — Unité d'inductance égale à millièment de henry.

Millilambert — Unité de luminosité égale à un millièment de lambert.

Millimeter — Millimètre.

Millimeter waves — Ondes millimétriques.

Millimicron — Un millièment d'un micron.

Milliohm — Un millièment d'ohm.

Millisec — Abréviation de « Millisecond ».

Millisecond — Milliseconde (un millièment de seconde).

Millisone — Unité d'intensité perceptible d'un son, égale à un millièment de « sone ».

Millivolt — Un millièment de volt.

Minimum discernible signal — Niveau de la puissance d'entrée d'un radiorécepteur suffisant à produire un signal discernable à la sortie de l'appareil.

Minimum distance — Distance minimum.

Minimum firing power — Puissance minimum d'amorçage (d'un tube en décharge).

Minimum flashover voltage — Valeur minimum de la tension de décharge.

Minimum ionization — Ionisation minimum.

Minimum required field intensity — Intensité de champ minima requise.

Minimum selectivity — Sélectivité minima.

Minimum signal level — Niveau minimum de signal.

Minitrack — Système de plusieurs stations radio pour suivre automatiquement les satellites artificiels au moyen des ondes émises par ceux là.

Minitrack network — Réseau de stations radio « minitrack ».

Millivoltmeter — Millivoltmètre.

Milliwatt — Un millièment de watt.

MIN — Abréviation de « Minimum ».

Mine detector — Détecteur de mines.

Mineral — Minéral.

Mineralac — Un composé isolant.

Miniature — Miniature.

Miniature lamp — Tube miniature.

Miniaturization — Miniaturisation.

Minigroove record — Disque minisillon (disque dont le nombre de sillons est compris entre celui d'un 78 tours et celui d'un microsillon).

Minimum — Minimum.

Minimum - acces programming — Programmation d'un calculateur numérique de façon telle qu'un temps minimum d'attente est requis afin d'obtenir les informations à la sortie de la mémoire du calculateur.

Minimum blowing current — La plus petite valeur du courant pour la fusion du fusible.

Minimum cut-out — Interrupteur de minima.

Minitrack radio — Radiorécepteur qui suit automatiquement un satellite artificiel équipé d'un émetteur qui transmet des signaux téléométriques.

Mink — Dispositif pour la présentation optique des données fournies par un radar.

Minor apex face — Une des trois plus petites faces obliques qui se trouvent en voisinage de l'apex d'un cristal naturel de quartz de forme hexagonale.

Minor lobe — Lobe secondaire ou latéral d'un diagramme de rayonnement).

Minter sterep disc — Disque stéréophonique Minter (le signal total des deux canaux est enregistré latéralement, tandis que le signal différence est obtenu électroniquement et employé pour moduler en fréquence une porteuse de 25 kHz, celle-ci aussi enregistrée latéralement).

Minter system — Système Minter (d'enregistrement stéréophonique sur disque).

Miran — Système omnidirectionnel à micro-ondes de type impulsif pour la poursuite des satellites, qui mesure seulement la portée.

Mirror — Réflecteur (d'antenne), miroir.

Mirror galvanometer — Galvanomètre à miroir (un petit miroir relié à l'élément mobile permet d'utiliser un faisceau de lumière comme aiguille).

Mirror reflection — Réflexion directe (d'ondes radio, d'ondes sonores, etc.).

Mirror-reflection echoes — Echos à réflexion multiple dus à un faisceau d'ondes radar réfléchi par une surface plane de remarquable amplitude.

Misalignement — Désalignement.

Misch metal — Alliage métallique utilisé pour les cathodes de tube au gaz à cathode froide.

Misfire — Formation échouée d'un arc (dans un ignitron ou dans un autre tube redresseur au vapeur de mercure).

Mismatch — Désadaptation (condition que l'on a lorsque l'impédance d'une source n'est pas égale à celle de la charge reliée à elle).

Mismatched line — Ligne désadaptée.

Mismatch factor — Coefficient de réflexion (d'une ligne de transmission).

Mistake — Erreur qui résulte d'une programmation incorrecte ou autre opération manuelle dans un calculateur électronique.

Mitis iron — Alliage métallique à base de fer et aluminium.

Mixed semiconductor — Semiconducteur mixte.

Mixer — Mélangeur; dispositif composé d'un ou plusieurs potentiomètres pour combiner les signaux de sortie Basse Fréquence de deux ou plusieurs micro-

phones, ou autre source de signaux acoustiques, sous une proportion quelconque désirée; l'étage convertisseur d'un radio-récepteur superhétérodyne.

Mixer-first detector — Voir « Mixer stage ».

Mixer-first detector stage — Voir « Mixer stage ».

Mixer stage — Etage mélangeur ou convertisseur (d'une superhétérodyne, où le signal H.F. qui arrive d'un oscillateur local est combiné avec le signal H.F. entrant afin de produire le signal à Moyenne Fréquence).

Mixer tube — Tube mélangeur. Tube modulateur.

Mixing — Mélangement de deux ou plusieurs signaux.

Mixing amplifier — Amplificateur mélangeur (ayant deux entrées et une sortie commune).

Mixing table — Table de dosage.

Mixing tube — Tube mélangeur.

MK — Nomenclature JAN pour « Maintenance kits » (Appareillage de maintenance).

MKS — Abréviation de « Meter-kilogram-second » (mètre, kilogramme, seconde).

MKS system of units — Système MKS d'unité.

ML — Nomenclature AN pour « Meteorological device » (dispositif météorologique).

mmc — Abréviation de « Megamegacycle ».

mmF — Abréviation de « micromicrofarad ».

mmfd — Abréviation de « micromicrofarad ».

MO — Abréviation de « Master Oscillator » (Oscillateur principal); désignation ITU pour les stations mobiles.

Mobile aeronautical radio station — Station radio mobile aéronautique.

Mobile radio service — Service radio mobile (service entre un poste radio fixe et un ou plusieurs postes mobiles ou bien entre des postes mobiles).

Mobile receiver — Radiorécepteur mobile.

Mobile-relay station — Poste répéteur employé pour étendre la portée d'unité mobile.

Mobile station — Station radio mobile.

Mobile telemetering — Mesure à distance entre des points qui peuvent être en mouvement relatif.

Mobile transmitter — Emetteur mobile.

Mobile unit — Unité mobile.

Mobility of charged particle — Mobilité d'une particule chargée.

Mock-up — Appareillage fictif pour l'étude préliminaire de la disposition des éléments.

MOD — Abréviation de « Modulator » (Modulateur).

Mode — Mode; un état d'un système de vibration correspondant à un diagramme particulier de champ et à une des possibles fréquences de résonance du système; une forme de propagation d'ondes guidées.

Mode changer — Transformateur de mode (dispositif pour transformer une onde électromagnétique d'un mode de propagation à un autre).

Mode converter — Voir « Mode changer ».

Mode filter — Filtre de mode (dispositif pour la discrimination d'ondes de modes de transmission différentes).

Mode filter slot — Filtre de mode à fente.

Mode jump — Variation imprévue et irrégulière de la fréquence d'oscillation d'un

« magnétron ».

Model — Modèle.

Modem — Contraction des deux paroles « Modulator - démodulator » (Modulateur-démodulateur).

Mode of propagation — Mode de propagation (d'ondes guidées).

Mode of resonance — Mode de résonance.

Mode of vibration — Mode de vibration.

Moder — Codificateur (dispositif qui engendre des impulsions sous forme de code).

Mode separation — Séparation entre des modes (dans un oscillateur à micro-ondes).

Mode shift — Dérapement de fréquence dans un « magnétron » pendant l'intervalle d'une impulsion).

Mode skip — Amorçage échoué d'un magnétron sur les impulsions successives.

Modes of propagation — Modes de propagation.

Mode transducer — Transducteur de mode (dispositif pour transformer une onde électromagnétique d'un mode de propagation à un autre).

Mode transformer — Voir « Mode transducer ».

Modified clear — Message qui contient des combinaisons d'un texte en paroles et en code.

Modified constant-velocity recording — Technique d'enregistrement sur disque à vitesse et à amplitude constantes. En dessous d'une certaine fréquence (connue comme fréquence de transmission) l'enregistrement est utilisé à amplitude constante, tandis qu'en dessus de la fréquence l'enregistrement est employé à vitesse constante.

Modified effective power — Puissance effective modifiée d'une antenne émettrice.

Modified index of refraction — Indice modifié de réfraction.

Modify (to) — Modifier, changer.

Moding — Défaut d'un magnétron qui oscille en un ou plusieurs modes indésirés.

Modular construction — Construction modulaire (Implique l'emploi d'entiers multiples d'une longueur donnée pour les dimensions d'éléments et appareillages électroniques).

Modulate (to) — Moduler (faire varier l'amplitude, la fréquence ou la phase d'une oscillation).

Modulated — Modulé.

Modulated amplifier — Amplificateur modulé (étage amplificateur d'un émetteur, où la porteuse à H.F. est modulée au moyen d'un autre signal).

Modulated antenna — Antenne accordée ou périodique.

Modulated-beam photoelectric system — Système photoélectrique à faisceau modulé.

Modulated carrier — Porteuse modulée.

Modulated carrier wave — Onde porteuse modulée.

Modulated continuous waves — Ondes continues modulées (ondes où la porteuse est modulée au moyen d'un signal B.F. constant).

Modulated light — Lumière modulée (lumière dont l'intensité varie selon les variations d'un signal B.F. ou en code).

Modulated oscillator — Oscillateur modulé.

Modulated output power — Puissance de sortie modulée.

Modulated stage — Etage modulé.
Modulated voltage — Tension modulée.
Modulated wave — Onde modulée.
Modulated - anode klystron — « Klystron » ayant une électrode qui peut être utilisée pour interrompre le faisceau d'électrons afin d'engendrer des impulsions.
Modulating electrode — Electrode de modulation (électrode à laquelle est appliqué un potentiel pour contrôler l'amplitude du courant du faisceau dans un tube à rayons cathodiques).
Modulating frequency — Fréquence de modulation.
Modulating impedance — Impédance de modulation.
Modulating photoelectric system — Système photoélectrique de modulation (d'une installation de signalisation).
Modulating signal — Signal de modulation (signal qui est la cause d'une variation dans une porteuse).
Modulating wave — Onde ou signal de modulation.
Modulation — Modulation.
Modulation amplifier — Amplificateur de modulation.
Modulation capability — Pourcentage maximum de modulation sans distorsion.
Modulation characteristics — Caractéristique de modulation.
Modulation distortion — Distorsion qui se produit dans le tube amplificateur H/F d'un récepteur, lorsque le point de travail se trouve dans la courbure inférieure de la caractéristique, tension de grille/courant anodique.
Modulation element — Élément de modulation.
Modulation envelope — Enveloppe de modulation.
Modulation factor — Facteur de modulation.
Modulation - factor meter — Modulomètre (instrument pour mesurer le degré de modulation en pourcent).
Modulation frequency — Fréquence de modulation.
Modulation-frequency harmonic distortion — Distorsion de fréquences harmoniques.
Modulation - frequency harmonic distortion characteristics — Caractéristiques de distorsion de fréquences harmoniques.
Modulation - frequency harmonic distortion factor — Facteur de distorsion d'intermodulation.
Modulation-frequency intermodulation distortion characteristics — Caractéristiques de distorsion d'intermodulation.
Modulation-frequency intermodulation distortion factor — Facteur de distorsion d'intermodulation.
Modulation-frequency response characteristics — Caractéristiques de modulation.
Modulation index — Indice de modulation.
Modulation linearity — Linéarité de modulation.
Modulation measurement — Mesure de modulation.
Modulation meter — Modulomètre.
Modulation monitor — Moniteur de modulation (contrôleur qui donne une indication continue du taux de modulation d'un émetteur).
Modulation noise — Signal dû au signal de modulation.
Modulation percentage — Pourcentage de modulation.

Modulation power — Puissance de modulation.
Modulation products — Produits de modulation.
Modulation rise — Augmentation de la modulation.
Modulation suppression — Suppression de la modulation.
Modulation - suppression characteristics — Caractéristiques de suppression de modulation.
Modulation-suppression ratio — Rapport de suppression de la modulation.
Modulation symbols — Symboles de modulation (A1, A2, etc.).
Modulation transformer — Transformateur de modulation.
Modulator — Modulateur (Dispositif pour effectuer le procédé de modulation).
Modulator driver — Pilote de modulateur (circuit d'émetteur qui produit une impulsion à appliquer à la grille contrôle de l'étage modulateur).
Modulator electrode — Electrode modulatrice (d'un tube à rayons cathodiques).
Modulator glow tube — Tube à cathode froide employé pour l'enregistrement sonore sur film.
Modulator power — Puissance du modulateur.
Modulator stage — Etage modulateur.
Modulator tube — Tube modulateur.
Module — Module (ensemble entier et indépendant d'éléments standards).
Moduplex — Emission simultanée de signaux de facsimile et de télése.
MOE — Désignation ITU pour des stations mobiles de télécommunication.
Mogul lampholder — Support de tubes ayant un diamètre nominal de 1 1/2 pouce.
MOH — Désignation ITU pour des stations mobiles hydrologiques et météorologiques.
Moisture-repellent — Conçu de façon à ne pas permettre la pénétration de l'humidité.
Moisture-resistance — Appareillage ou matériel construit ou traité de manière à n'être pas rapidement détérioré sous l'influence de l'humidité.
Molar conductivity — Conductivité moléculaire, (conductivité d'une solution contenant un poids moléculaire d'un gramme pour 1 000 cc de solution, lorsqu'elle est placée entre des électrodes parallèles séparées d'un centimètre).
Mold — Partie métallique tirée d'une matrice de disque phonographique par électroformation: empreinte, étampe.
Molded capacitor — Condensateur entouré par un matériel plastique isolant.
Mole — Molécule.
Mole electronics — Electronique moléculaire.
Molecular — Moléculaire.
Molecular attraction — Attraction moléculaire.
Molecular beam — Faisceau unidirectionnel de molécules neutres.
Molecular distillation — Distillation moléculaire.
Molecular electronics — Electronique moléculaire (production de circuits électroniques complexes en microminiature).
Molecular force — Force moléculaire.
Molecular microwave amplifier — Amplificateur moléculaire au moyen des micro-ondes (le « maser », l'amplificateur paramétrique etc.).

Molecular theory of magnetism — Théorie moléculaire du magnétisme (on suppose que chaque molécule soit un simple aimant à soi, et que dans les matériaux ferro-magnétiques ces molécules soient disposées selon leurs propres pôles magnétiques dirigés dans la même direction, lorsque le matériel est magnétisé).
Molecular weight — Poids moléculaire.
Molecule — Molécule.
Moletronics — Electronique moléculaire.
Molybdenum — molybdène (élément métallique utilisé quelquefois pour la construction des grilles et des plaques des tubes électroniques).
Moment — Moment (effet quelconque qui produit un mouvement).
Momentary current — Courant momentané.
Moment of magnet — Moment magnétique (l'intensité d'un pôle magnétique multipliée par la distance existant entre deux pôles).
Momentum — La masse d'un corps multipliée par la propre vitesse linéaire.
Monaural — Monaural (information audio sur un seul canal sonore).
Monaural recorded tape — Ruban magnétique enregistré au moyen d'une installation de reproduction à un seul canal.
Monaural recorder — Enregistreur monaural.
Monaural sound system — Equipement sonore monaural.
Monel metal — Alliage naturel de nickel et de cuivre employé pour la construction de résistances.
Monitor — Moniteur, appareil de contrôle.
Monitor amplifier — Amplificateur de contrôle.
Monitor frequency meter — Fréquencemètre avertisseur.
Monitor head — Tête magnétique de reproduction existant sur quelques enregistreurs, afin de permettre la reproduction immédiate des sons enregistrés pendant que la régistration a lieu.
Monitoring — Ecoute pour contrôle (d'un programme).
Monitoring amplifier — Amplificateur de contrôle.
Monitoring antenna — Antenne de contrôle (d'un émetteur).
Monitoring key — Touche de contrôle.
Monitoring loudspeaker — Haut-parleur de contrôle.
Monitoring radio receiver — Radiorécepteur de contrôle.
Monitor of keying — Moniteur de manipulation.
Monitor operator — Personne chargée de la salle de contrôle d'une station radio.
Monkey chatter — Interférence du canal adjacent (type d'interférence se produisant dans une radioreception, lorsque les fréquences latérales d'une station adjacente font battement avec le signal de la station désirée).
Mono-acceleration cathode-ray tube — Tube à rayons cathodiques électrostatique dans l'accélération du faisceau électronique est réalisée avant que le dit faisceau traverse les électrodes de déflexion.
Monoatomic layer — Couche monoatomique (composée d'une couche unique d'électrons).

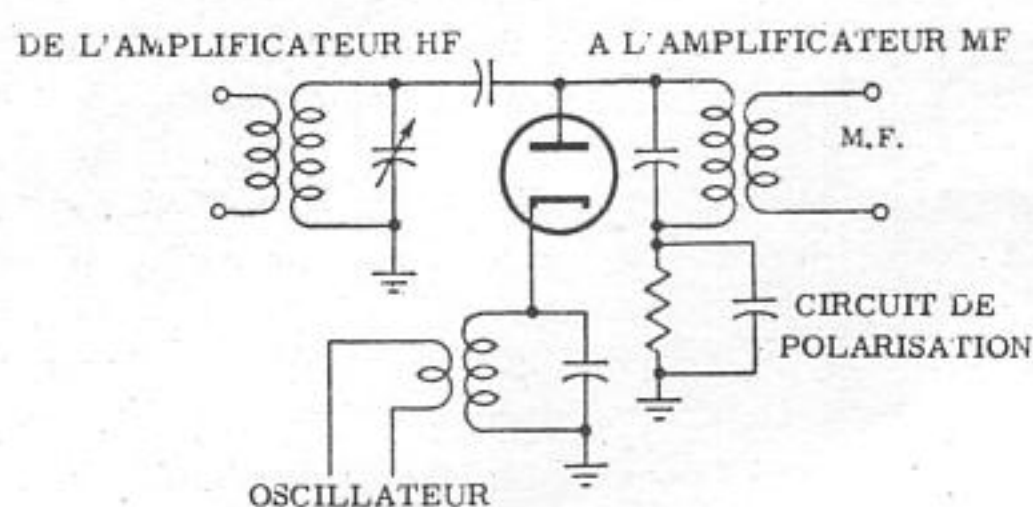


Fig. 3 - Etage mélangeur à diode. Convient à la réception des fréquences élevées (UHF) et l'oscillateur local peut fonctionner sur une fréquence beaucoup plus basse que celle du signal d'entrée. Présente l'inconvénient de rayonner la fréquence de l'oscillateur.

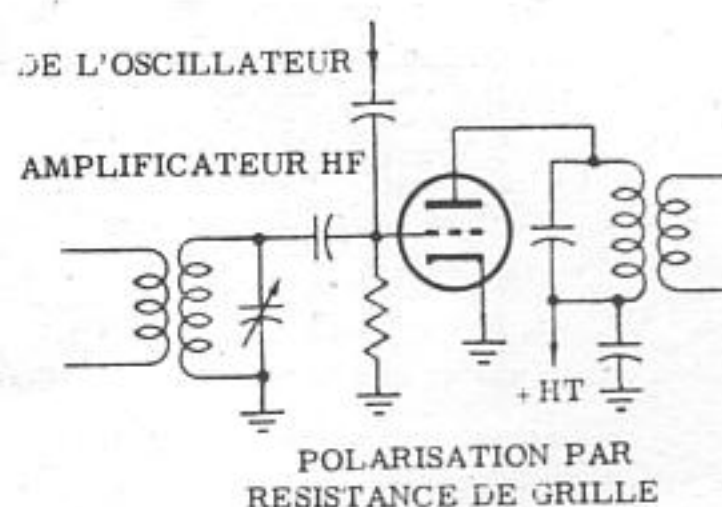


Fig. 4 A - Mélangeuse triode dans laquelle la tension de l'oscillateur local est injectée sur la grille.

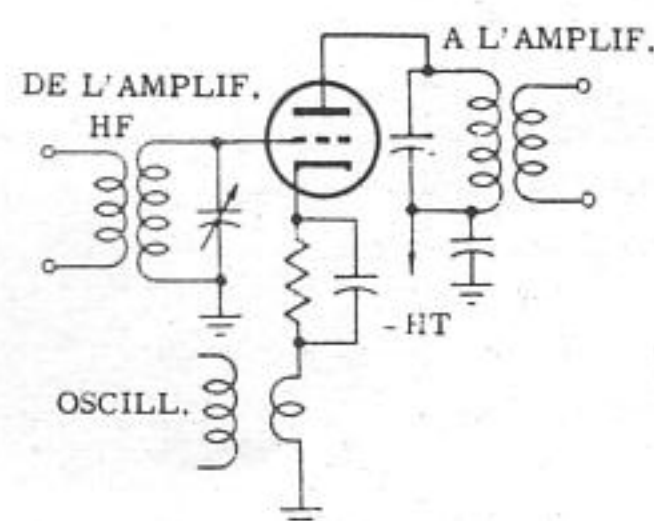


Fig. 4 B - Mélangeuse triode avec injection de l'oscillation locale par couplage inductif dans le circuit cathodique, ce qui améliore la stabilité.

tel mélangeur. Le mérite principal du convertisseur à diode, surtout si l'on utilise un cristal semi-conducteur, est de ne produire qu'un faible souffle, grâce à l'absence dans ce dernier cas de filament générateur de ronflements produits par le courant alternatif de chauffage.

Etant donné le faible découplage entre le circuit de l'oscillateur et le circuit d'antenne, on ne peut éviter un fort rayonnement de l'oscillateur local.

Le signal issu de l'oscillateur local est redressé par la diode: le courant, produit par la tension du signal de l'oscillateur, passe pendant une seule alternance, en raison du redressement, à travers la diode. Un circuit accordé, placé en série avec la cathode, rétablit la forme sinusoïdale du signal MF, tandis que la capacité propre du circuit constitue une voie de passage ou mieux, de fuite, vers la masse pour la composante haute fréquence et pour le battement supérieur (fréquence somme) qui ne nous intéresse pas. Etant donné qu'il existe une capacité entre la cathode et le filament de la diode, il est souvent indispensable de placer des bobines d'arrêt en série dans les fils d'alimentation du filament pour éviter que les oscillations soient dérivées vers la masse par cette capacité. Pratiquement, la diode fonctionne comme moyen de couplage entre les deux signaux: un transformateur placé dans son circuit anodique prélève le battement à MF selon la technique habituelle, et le transmet aux étages suivants aux fins d'amplification ultérieure.

Mélangeuse triode. Les figures 4-A et B montrent les deux types de montages généralement employés; la seule différence entre les deux circuits réside dans le mode de couplage de l'oscillateur local (mélangeurs additifs).

Dans le schéma de la figure 4-A, l'oscillateur est couplé directement à la grille de la triode mélangeuse au moyen d'une faible capacité, tandis que dans celui de la figure 4-B, la couplage se fait au moyen d'un transformateur placé en série dans le circuit cathodique, de la même façon que dans le montage mélangeur diode précédent. Le second circuit donne un fonctionnement plus stable en raison de la faible impédance du

circuit auquel est couplé l'oscillateur.

Dans les deux cas, le battement se produit par le fait que les deux signaux provoquent des variations du courant anodique de la triode: la tension Moyenne Fréquence est recueillie aux bornes du circuit accordé placé dans la plaque et est transmise aux étages suivants par le moyen classique du couplage par transformateur.

Mélangeuse double-triode. Le montage symétrique, avec cathode à la masse, est très souvent employé pour les fréquences élevées, jusqu'à 600 MHz. Sur la figure 5, l'oscillateur est couplé inductivement au circuit d'entrée. L'intérêt de ce montage réside dans le fait qu'aussi bien le signal de l'oscillateur local que celui reçu par l'antenne se trouvent complètement éliminés du circuit plaque, en raison du montage symétrique, ce qui favorise le rapport signal/souffle et la stabilité. Un autre circuit comportant une double-triode est représenté sur la figure 6; dans ce montage, le couplage entre le signal d'antenne et celui de l'oscillateur local se fait par la cathode qui est commune aux deux sections de la triode. L'oscillateur local et le circuit d'entrée étant ainsi rendus indépendants, il n'y a aucun risque de voir se produire des oscillations parasites. Ce montage permet également d'obtenir une excellente stabilité de fonctionnement.

Mélangeuse pentode. Le montage de la figure 7 est un de ceux qui sont le plus fréquemment utilisés dans les récepteurs à Modulation de Fréquence du commerce car, outre une excellente stabilité, il procure une amplification importante. La tension de souffle qu'il produit est deux fois plus grande que celle d'une triode ayant la même pente, ce qui est un désavantage, mais la présence de la grille-écran réduit la capacité grille-plaque du tube et évite tous risques d'oscillations parasites.

On pourrait également dans ce montage injecter la tension de l'oscillateur local sur la cathode, au moyen d'un transformateur, suivant un schéma analogue à celui de la figure 4-B, mais un tel système introdui-

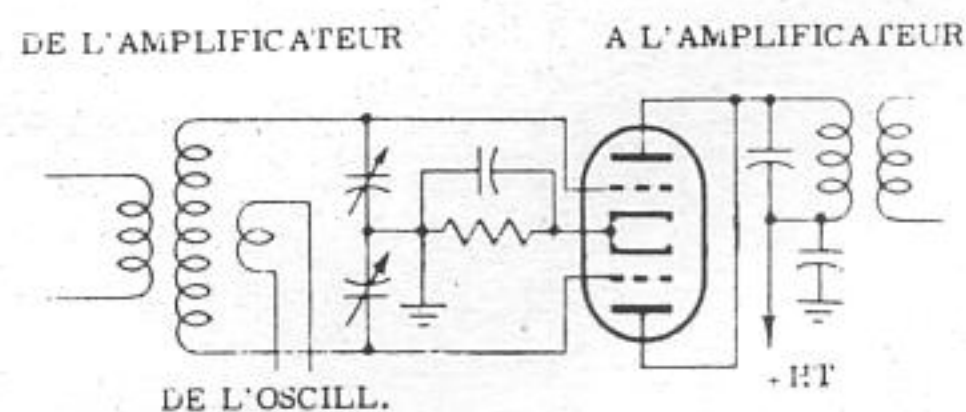


Fig. 5 - Mélangeuse double-triode du type symétrique: présente l'avantage d'un excellent rapport signal/souffle en raison de l'élimination dans le circuit plaque, du signal d'entrée et de la tension de l'oscillateur local.

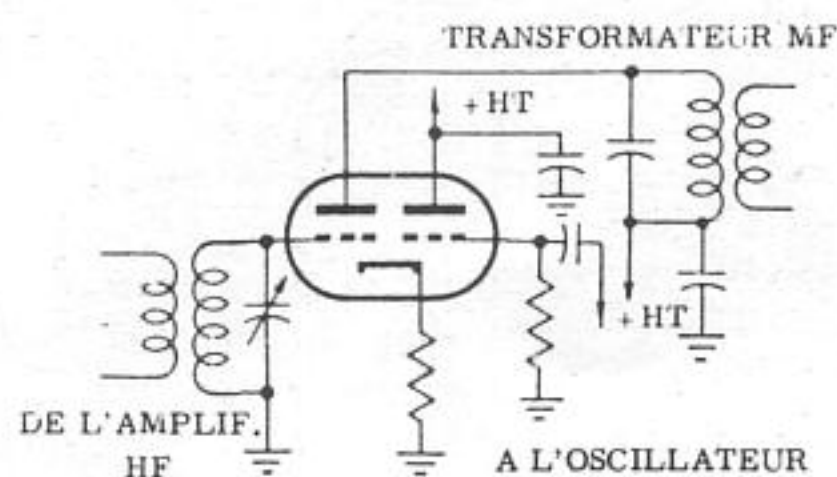


Fig. 6 - Autre mélangeuse double-triode. Le circuit d'entrée et l'oscillateur local sont mieux séparés, ce qui procure une meilleure stabilité de fonctionnement.

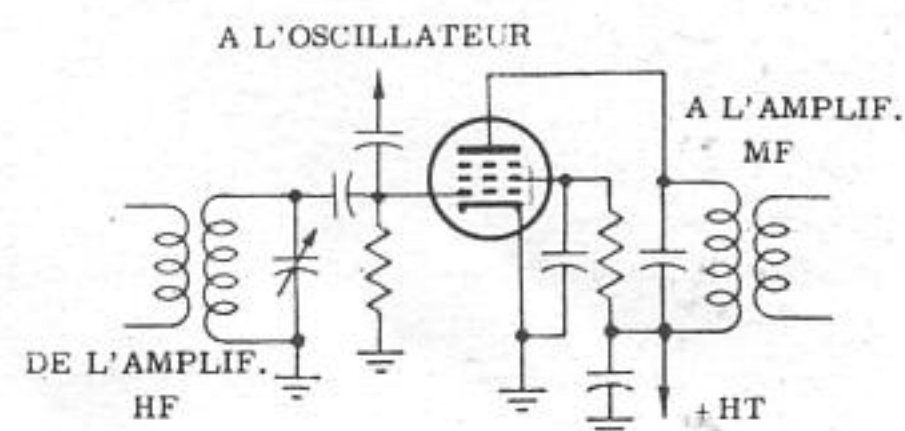


Fig. 7 - Mélangeuse pentode. Très utilisée dans les récepteurs malgré un facteur de souffle élevé, en raison de la forte amplification et de la stabilité qu'elle procure.

rait une inductance dans le circuit cathodique, ce qui aurait pour effet de réduire l'amplification de l'étage.

Mélangeuse à lampes multigrilles. Un montage de ce genre est représenté sur la **figure 8**. Les convertisseurs multigrilles présentent l'inconvénient de produire un souffle important qui ne peut être éliminé malgré la forte amplification du signal d'entrée qu'elles procurent. Un inconvénient plus grave résulte du couplage par capacité interne entre la grille de commande et la grille recevant le signal de l'oscillateur local. Ce couplage nécessite la présence d'une petite capacité de neutrodynage entre ces deux grilles.

En modulation de fréquence, tout comme en modulation d'amplitude, on peut concevoir un étage changeur de fréquence à lampe unique réunissant dans un même tube les fonctions de mélangeuse et d'oscillatrice locale.

Un montage de ce genre est illustré par la **figure 9**. L'oscillateur local fait appel au montage Hartley et utilise la cathode et la première grille pour entretenir les oscillations; les oscillations ainsi produites, provoquent des variations du courant anodique du tube qui se superposent à celles produites par le signal provenant de l'amplificateur haute fréquence et appliqué à la troisième grille. Il en résulte un battement à MF qui est recueilli aux bornes du primaire du transformateur de couplage placé dans l'anode de la lampe.

L'oscillateur - La stabilité de l'étage oscillateur a une importance capitale dans tout récepteur à changement de fréquence, mais cette importance est encore plus grande dans le cas des récepteurs à Modulation de Fréquence destinés à travailler sur des fréquences élevées. Les émissions à Modulation de Fréquence se font dans la bande comprise entre 87,5 et 100 MHz (bande de Radiodiffusion FM prévue par les accords internationaux) et la valeur de la Moyenne Fréquence (ou Fréquence Intermédiaire) a été fixée à 10,7 MHz; le battement étant obtenu par différence entre le signal reçu par l'antenne et celui de l'oscillateur local, la gamme de fréquences couverte par cet oscilla-

teur s'étendra entre 98,2 et 110,7 MHz. La stabilité d'un oscillateur travaillant sur des fréquences aussi élevées dépend de nombreux facteurs, parmi lesquels nous citerons: la constance de la température, la stabilité des tensions d'alimentation et l'absence de vibrations mécaniques pouvant influencer sur les composants du circuit. Les montages oscillateurs donnant les meilleurs résultats sont ceux dans lesquels l'influence des capacités inter-électrodes de la lampe oscillatrice n'a que peu d'effet sur la fréquence produite.

Le montage le plus fréquemment employé est l'oscillateur Colpitts classique ou ses dérivés. Dans ce montage, le couplage de réaction est obtenu au moyen de deux condensateurs en série, branchés en parallèle sur la capacité interne de la lampe. La capacité maximum des condensateurs en série est déterminée par la valeur requise de l'impédance de charge du circuit oscillateur générateur de la fréquence locale. Cette capacité est très faible et pour éviter les multiples inconvénients qui résultent de l'utilisation de condensateurs de faible valeur, on monte très souvent l'oscillateur « Clapp » — dérivé du Colpitts — dans lequel les condensateurs en série font partie du circuit oscillateur et l'accord est réalisé au moyen d'un petit condensateur variable mis en série avec la bobine. Ce montage permet d'obtenir une bonne stabilité, car il n'est pratiquement pas influencé par les variations de la capacité d'entrée de la lampe. Ces deux circuits présentent toutefois l'inconvénient de ne pouvoir être accordés que dans une gamme assez peu étendue, en raison de la faible capacité du condensateur variable. Dans les cas où l'on doit pouvoir disposer d'une gamme d'accord plus étendue, on préfère employer les circuits Hartley et Armstrong, bien qu'ils soient moins stables.

Les causes d'instabilité d'un oscillateur peuvent être d'ordre électrique, mécanique ou thermique. Les premières sont imputables aux variations éventuelles des tensions d'alimentation des anodes ou des filaments, car la fréquence des oscillations dépend aussi bien de ces tensions que des autres éléments du circuit. Cette cau-

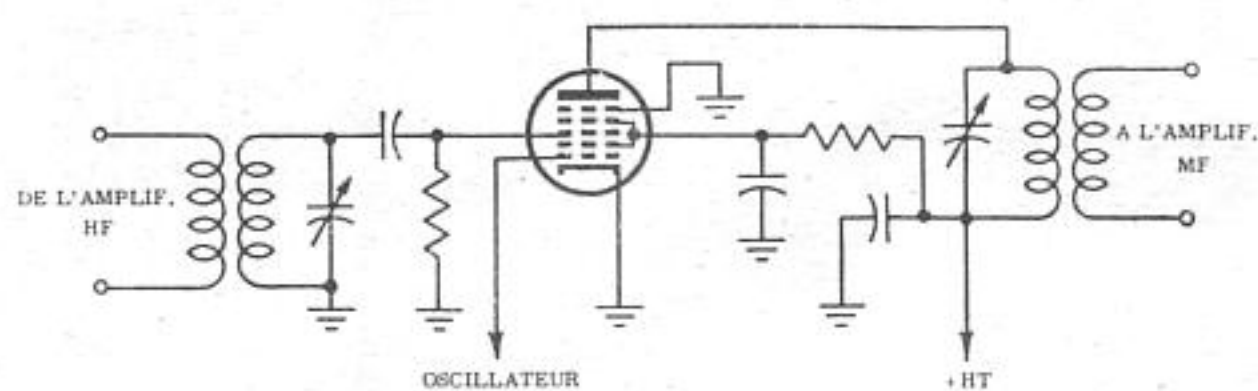


Fig. 8 - Circuit typique employant une lampe mélangeuse pentagride. Il est caractérisé par un gain important dû à une forte pente de conversions.

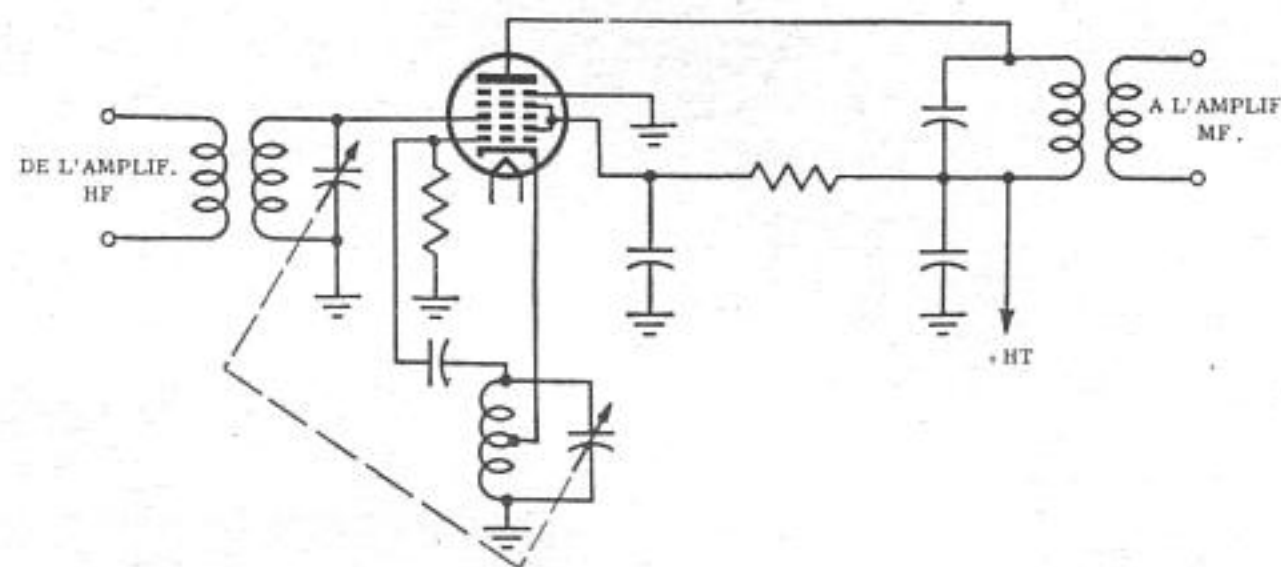


Fig. 9 - Changeuse de fréquence à lampe unique. Parmi les circuits convertisseurs, employant une seule lampe (pentagride), il est certainement le plus typique.

se d'instabilité peut être éliminée par l'utilisation de stabilisateurs de tension. L'instabilité d'ordre mécanique est due aux variations infinitésimales des dimensions ou des distances à l'intérieur ou entre les divers composants du circuit sous l'effet des vibrations. L'unique remède consiste à ne monter que des éléments robustes et rigides, montés sur des supports anti-vibratoires. Les instabilités d'ordre thermique sont imputables aux variations de la température provoquées par la chaleur dégagée par les lampes, les transformateurs d'alimentation, etc... La technique moderne a remédié à cet inconvénient en réalisant des condensateurs céramiques dits à « faible coefficient de température », relativement insensibles aux variations de celle-ci.

Il existe enfin une autre cause d'instabilité qui est la présence d'humidité et à laquelle on peut remédier en imprégnant ou en recouvrant les éléments sensibles d'une substance appropriée, en les enfermant dans une enveloppe hermétique.

L'AMPLIFICATEUR MOYENNE FREQUENCE

Etant donné que la tension du signal à la sortie de l'étage mélangeur est de l'ordre de quelques microvolts, alors que celle nécessaire au fonctionnement correct et linéaire du démodulateur doit être de quelques volts, il est clair que l'amplificateur Moyenne Fréquence devra amplifier le signal de 100 000 à 1 000 000 de fois. Ceci peut être obtenu avec un nombre d'étages amplificateurs variable selon le type de démodulateur. En outre, tout comme dans un superhétérodyne à modulation d'amplitude classique, l'amplification Moyenne Fréquence détermine le degré de sélectivité du récepteur; elle doit être suffisante pour permettre l'amplification sans distorsion de la bande transmise par l'émetteur, tout en permettant une bonne réjection des signaux susceptibles d'interférer, produits par des émetteurs fonctionnant sur les canaux adjacents à celui sur lequel est accordé le récepteur.

La sélectivité d'un amplificateur moyenne fréquence

est déterminée par la largeur de sa bande passante, c'est-à-dire de la bande des fréquences faisant l'objet de l'amplification maximale. Pour obtenir l'amplification totale nécessaire avec une largeur de bande suffisante, il faut employer deux ou trois étages.

La figure 10 donne le schéma d'un amplificateur moyenne fréquence à trois étages. Chacun des huit circuits accordés placés entre la sortie de la mélangeuse et l'entrée de l'étage démodulateur, a une courbe de réponse en forme de « cloche ».

La courbe de réponse totale de l'amplificateur résulte de la superposition des courbes de chaque circuit accordé. La largeur de la bande passante au sommet de la courbe de chaque circuit accordé dépend du Q du circuit; elle est donnée par la relation suivante:

$$\text{Largeur de bande en kHz} = \frac{\text{fréquence centrale en kHz}}{Q}$$

Quand on utilise deux circuits accordés ayant le même Q, couplés entre eux au couplage critique, la bande passante du transformateur ainsi constitué est plus étroite que celle des deux circuits pris séparément.

Si nous supposons que chacun des huit circuits accordés produit une atténuation de 3 db pour les fréquences distantes de 50 kHz de la porteuse, ces fréquences seront atténuées de: $3 \times 8 = 24$ dB.

Ceci montre comment la largeur de bande diminue lorsque le nombre des étages augmente, la sélectivité s'accroît donc avec le nombre des étages MF.

Dans les récepteurs à M. d. F. prévus pour la réception des ondes de fréquence relativement basse, il est nécessaire de prévoir une sélectivité suffisante; mais on doit garder présent à l'esprit que l'augmentation de sélectivité d'un étage en augmente le gain d'amplification. En raison des difficultés dérivant de la présence de réactions inductives et capacitatives et des risques d'instabilité, il existe une limite à l'amplifica-

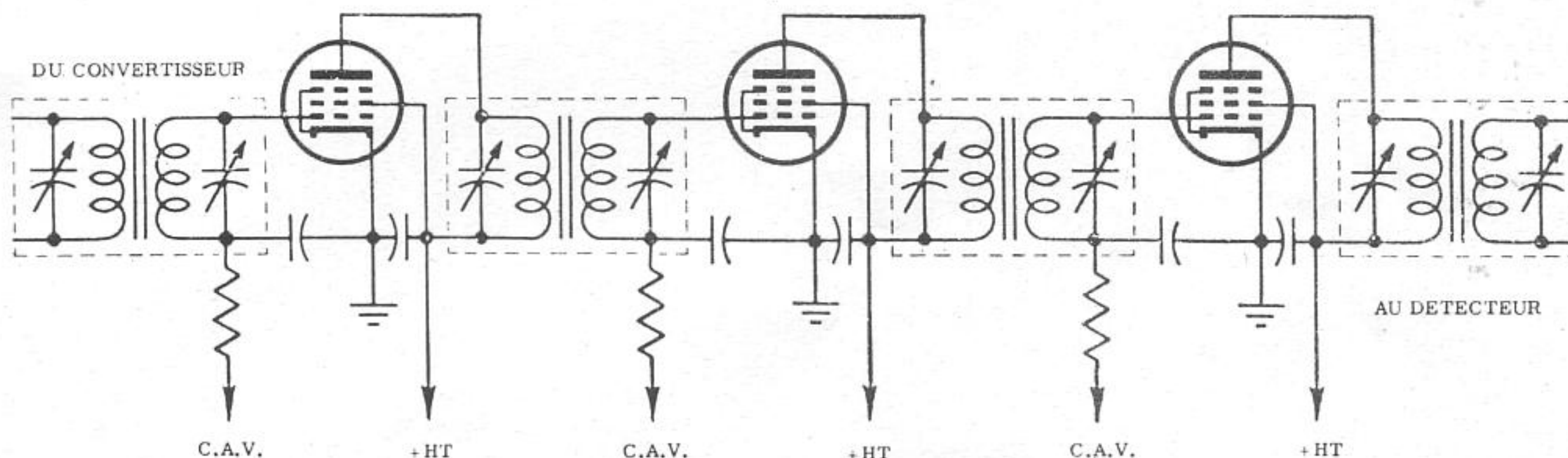


Fig. 10 - Amplificateur moyenne fréquence à trois étages. Il comporte huit circuits accordés et sa courbe de réponse totale est la résultante de toutes les courbes de ces circuits. Chaque étage diminue la largeur de la bande passante, c'est-à-dire augmente la sélectivité.

tion que l'on peut obtenir d'un amplificateur à M.F.

Il est rarement possible d'obtenir une sélectivité suffisante avec un seul étage amplificateur à moyenne fréquence et comme il faut, en outre, avoir une amplification importante, un minimum de deux étages est indispensable.

Il existe des récepteurs dans lesquels la conversion de fréquence se fait en deux étapes: dans ces appareils, dits à **double changement de fréquence**, l'amplificateur moyenne fréquence est divisé en deux parties fonctionnant sur deux fréquences différentes, séparées par un second étage convertisseur semblable au premier. Ce procédé permet d'obtenir une forte amplification et une parfaite réjection de la fréquence image et réduit les risques d'instabilité. En effet, le premier amplificateur moyenne fréquence fonctionnant sur une fréquence plus élevée permet l'élimination facile de la fréquence image, tandis que le second, travaillant sur une fréquence plus basse, donne la sélectivité nécessaire.

Par contre, dans les récepteurs destinés à fonctionner sur des fréquences très élevées, (cas de la réception de la Radiodiffusion à modulation de fréquence dans la bande des VHF), la double conversion est inutile car les canaux adjacents sont suffisamment séparés les uns des autres pour éliminer les risques d'interférences.

Un amplificateur moyenne fréquence à couplage par transformateurs, tel que celui illustré sur la figure 10, possède une courbe de sélectivité qui dépend du degré de couplage entre le primaire et le secondaire de chacun des transformateurs. La **figure 11** montre les courbes de réponse obtenues suivant les différents degrés de couplage. Etant donné que les bandes latérales s'étendent sur plusieurs dizaines de kilohertz de part et d'autre de la fréquence centrale, il est indispensable que la courbe présente une partie plate aussi large que possible à son sommet. Il faut, en outre, que les flancs soient suffisamment abrupts, au delà

des limites de la bande passante, pour atténuer les canaux adjacents. En choisissant le degré de couplage, de telle sorte que le coefficient «k» soit égal à 0,015, on peut obtenir avec un grand avantage avant écrêtage, nombre d'étages, une courbe de réponse totale dont le «k» soit égal à 1. La valeur du coefficient k est donné par la formule:

$$\text{coefficient de couplage «k»} = \frac{1}{\sqrt{Q_p \times Q_s}}$$

dans laquelle Q_p et Q_s sont les valeurs respectives des coefficients de surtension Q du primaire et du secondaire des transformateurs. Si le primaire et le secondaire ont la même valeur que Q , égale à 66,7, en appliquant la formule on trouve:

$$k = \frac{1}{\sqrt{66,7 \times 66,7}} = \frac{1}{66,7} = 0,015$$

La courbe de réponse d'un tel transformateur est représentée sur la figure 11, courbe marquée 0,015.

Nous savons pourquoi un transformateur de couplage détermine la sélectivité et le gain d'un étage. Ces transformateurs sont réglables et doivent être accordés soigneusement pour fournir le rendement optimum. Les transformateurs MF peuvent être accordés au moyen de condensateurs ajustables branchés en parallèle sur les bobinages, les condensateurs placés à leurs bornes étant alors fixes. Le degré de couplage entre les deux enroulements est réglé une fois pour toutes par le constructeur en plaçant ces bobinages à la distance convenable l'un de l'autre. Les transformateurs travaillant sur une fréquence plus basse, dans le cas de récepteurs à double changement de fréquence, sont construits de la même manière.

L'amplificateur moyenne fréquence doit apporter le maximum de sélectivité sans couper pour autant les bandes latérales: en d'autres termes, la courbe de réponse doit être absolument symétrique de part et d'autre de la fréquence centrale, pour éviter qu'une bande latérale soit plus amplifiée que l'autre, ce qui entraînerait une distorsion considérable du signal reçu.

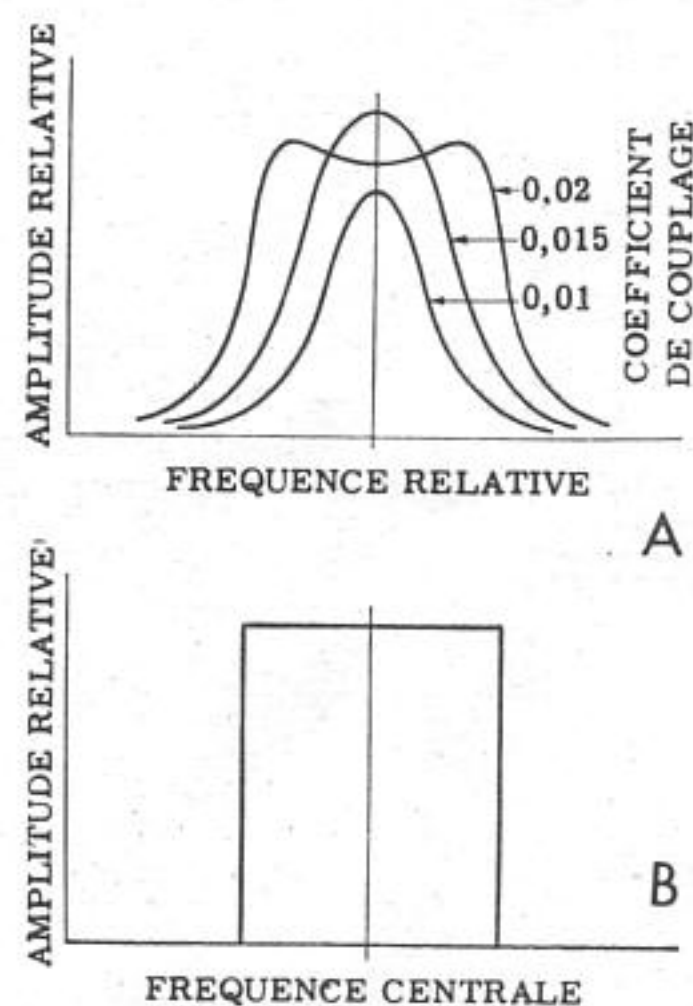


Fig. 11 - A) courbe de réponse d'un transformateur moyenne fréquence, en fonction du coefficient de couplage « k ». B) réponse idéale.

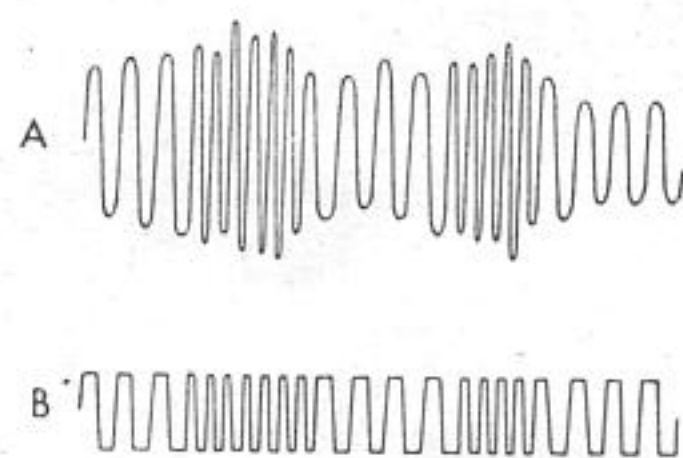


Fig. 12 - En A, onde modulée en fréquence ayant subi une modulation d'amplitude. En B, la même onde après passage dans l'étage limiteur.

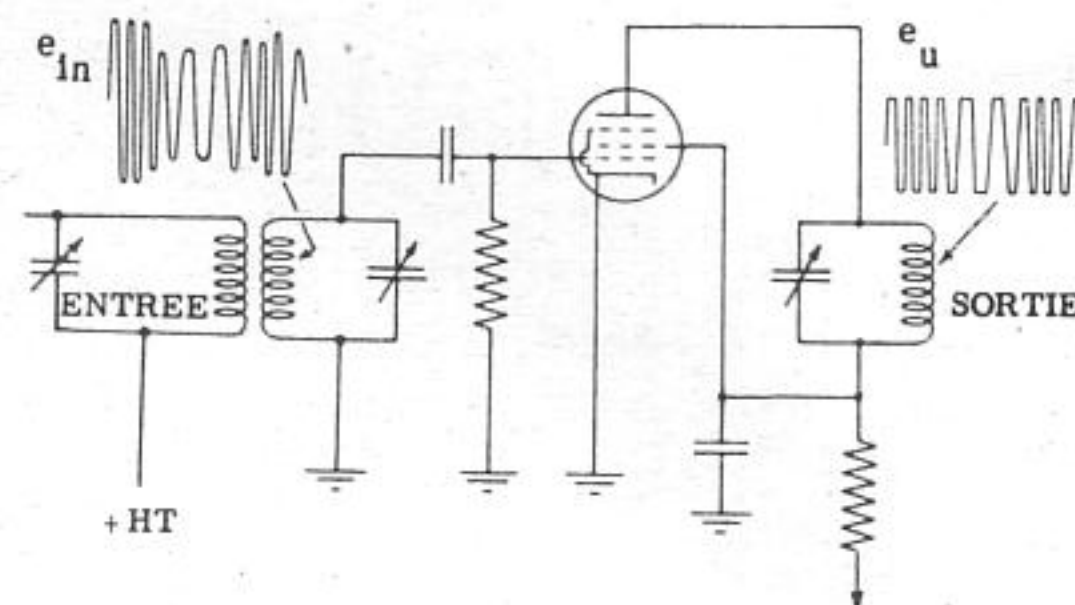


Fig. 13 - Montage limiteur d'amplitude. La tension anodique et la tension d'écran ont été volontairement réduites: le signal d'entrée atteint facilement le cut-off et un écrêtage se produit.

Le réglage d'un amplificateur moyenne fréquence consiste en l'alignement de tous les circuits accordés des différents transformateurs en suivant un processus qui nous expliquerons. Comme dans le cas de la modulation d'amplitude, cet alignement doit être fait très soigneusement pour obtenir la plus forte amplification possible, compatible avec le degré de sélectivité et la fidélité de reproduction exigés.

Une autre qualité primordiale d'un amplificateur M. F. est la stabilité de son fonctionnement; elle ne peut être obtenue que par l'utilisation de composants de qualité, un réglage minutieux et un montage très soigné.

Il faut que toutes les connexions soient rigides pour éviter que des variations accidentelles de capacité viennent fausser l'alignement et déformer la courbe de réponse d'un ou de plusieurs étages. On doit éviter tous les couplages parasites susceptibles d'introduire des réactions indésirables sur certaines fréquences.

L'ETAGE LIMITEUR

Le rôle de l'étage limiteur est d'éliminer toute trace de modulation d'amplitude; en effet, le signal entrant dans l'étage démodulateur doit avoir une amplitude rigoureusement constante. Les signaux modulés en fréquence, émis par l'émetteur ont une fréquence qui varie de part et d'autre d'une fréquence centrale, sous l'effet de la modulation; toutefois, pendant le trajet qu'ils effectuent pour atteindre le récepteur, ils subissent des variations d'amplitude sous l'effet des conditions de propagation souvent irrégulières et des nombreux facteurs extérieurs générateurs de perturbations. Ces variations d'amplitude sont amplifiées par les différents étages du récepteur (étage convertisseur et amplificateur M.F.) placés avant le limiteur. A l'entrée de cet étage, l'onde modulée en fréquence se présente sous l'aspect représenté sur la figure 12-A. En passant dans l'étage limiteur d'amplitude, les signaux sont écrêtés, « rabotés », et à la sortie de cet étage ils ont la forme de la figure 12-B.

La figure 13 donne le schéma de principe d'un étage limiteur d'amplitude par courant grille: il s'agit là d'une pentode à forte pente polarisée par courant grille. Les tensions de plaque et d'écran étant fixées à une valeur très faible, la suppression du courant anodique se produit facilement pour des signaux d'entrée ayant une amplitude de quelques volts. Le fonctionnement de cet étage est illustré sur la figure 14 qui représente la courbe $i_p - v_g$ du tube: le mode de polarisation adopté (polarisation par résistance de grille de forte valeur), est tel que les crêtes positives du signal portent la grille de commande à un potentiel positif, ce qui donne naissance au courant grille. Supposons qu'un signal dont l'amplitude est supérieure à la tension de cut-off soit appliqué à la grille du tube. Une tension de polarisation de valeur égale à l'amplitude de crête se développe et un courant grille prend naissance pendant une petite fraction de l'alternance positive (pointes indiquées en noir sur le dessin).

D'autre part, le courant anodique passe pendant presque toute l'alternance positive.

Dès que l'amplitude du signal augmente, la polarisation augmente, tandis que la tension critique de grille reste la même. De ce fait, le courant anodique ne subit que de très faibles variations. L'intensité du courant anodique de l'étage limiteur d'amplitude garde donc une valeur constante pour tous les signaux dont l'amplitude est suffisante pour produire une tension de polarisation plus élevée que la tension de cut-off.

Cette limitation n'a aucun effet sur la variation de fréquence de l'onde et, en raison de l'effet de « volant » produit par le circuit oscillant placé dans la plaque de la limiteuse, les signaux sont transmis à l'étage démodulateur sous la même forme sinusoïdale qu'ils ont. Lorsque l'amplitude des signaux est inférieure à celle définie, l'action de l'étage limiteur disparaît et la lampe fonctionne en étage amplificateur MF ordinaire. Il faut donc que les étages qui précèdent le limiteur fournissent une amplification suffisante pour que ce dernier fonctionne correctement, même sur les signaux faiblement reçus.

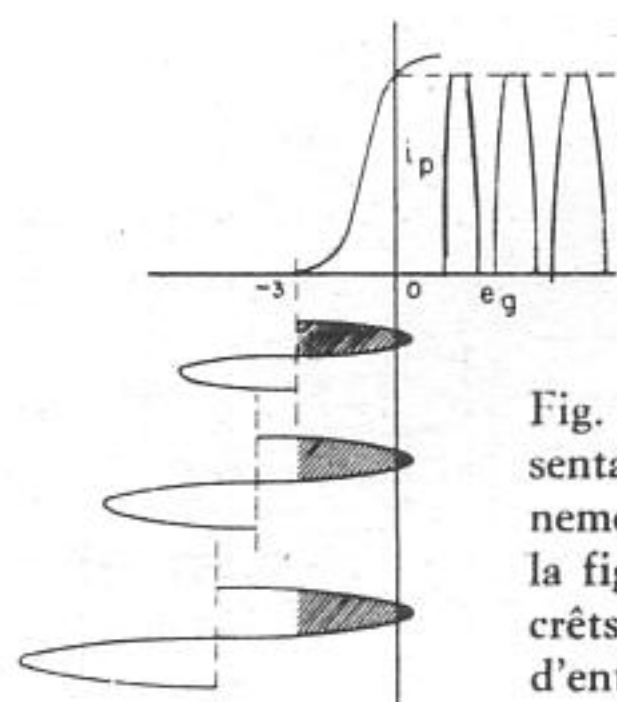


Fig. 14 - Courbes représentatives du fonctionnement du limiteur de la figure précédente. Les crêtes positives du signal d'entrée (en bas) donnent naissance à un courant grille. Le courant plaque passe pendant presque toute la durée de l'alternance positive et reste constant: on obtient la forme d'onde de sortie visible à droite.

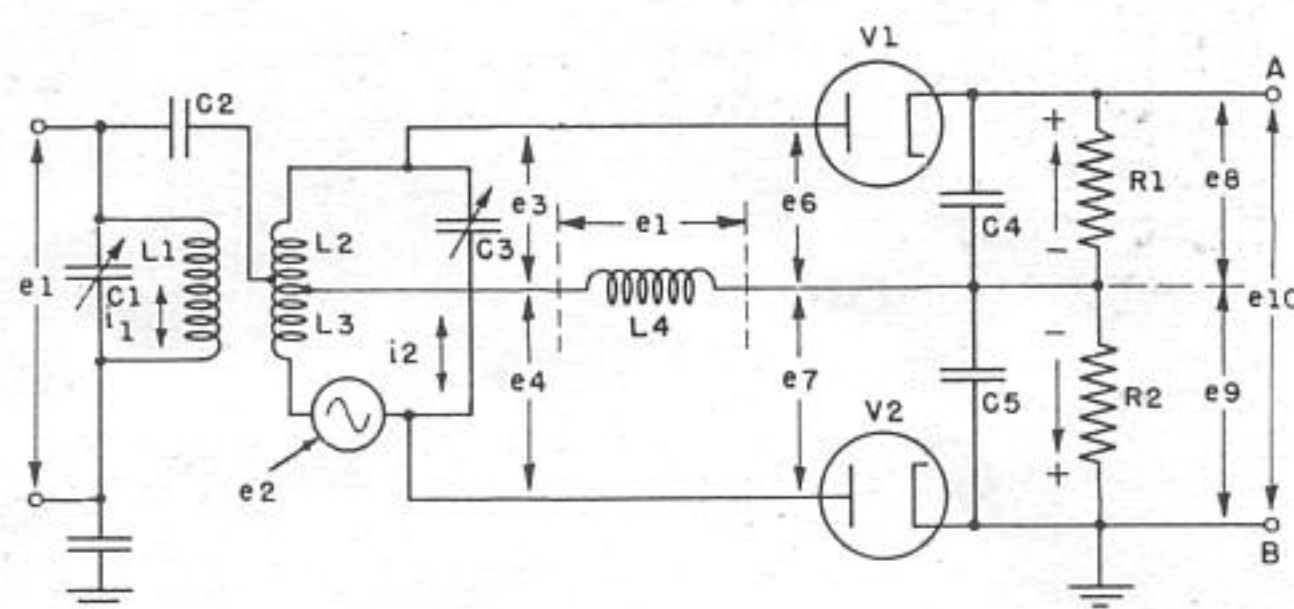


Fig. 15 A - Démodulateur pour FM du type discriminateur. La tension de sortie e_{10} change de polarité et d'amplitude en fonction des variations de fréquence de la tension d'entrée e_1 .

Il existe divers types d'étages démodulateurs, ou détecteurs, pour la modulation de fréquence: chacun d'eux présente des avantages et des inconvénients particuliers. Les deux principaux sont: le **discriminateur** de Foster-Seeley et le **détecteur de rapport**. On trouve également d'autres démodulateurs, appelés à **oscillateur bloqué**.

La démodulation obtenue en **travaillant sur la pente** d'un circuit oscillant mérite d'être mentionnée en raison de sa très grande simplicité. On utilise pour cela un détecteur d'amplitude classique que l'on fait travailler sur un des flancs de la courbe de réponse d'un transformateur moyenne fréquence. Les variations de fréquence de la porteuse sont ainsi converties en variations d'amplitude, d'une manière qui n'est pas parfaitement proportionnelle (la courbe de réponse d'un amplificateur moyenne fréquence étant en forme de « cloche »). Le détecteur d'amplitude normal fait apparaître à son tour la modulation de la manière classique. Le démodulateur par le flanc de la courbe a un rendement assez faible, car la partie linéaire de sa caractéristique de travail s'étend seulement sur quelques dizaines de kHz, alors que l'excursion en fréquence est de l'ordre de 200 kHz ou plus. Cependant n'importe quel récepteur pour modulation d'amplitude peut recevoir et reproduire, avec des distorsions plus ou moins grandes, un signal modulé en fréquence, en le désaccordant légèrement d'un côté ou de l'autre de la porteuse.

DEMULATEURS POUR LA M. d. F.

Discriminateurs. — La figure 15 - A en donne le schéma de principe. Le discriminateur doit être précédé d'un ou deux étages limiteurs, car il est sensible aux variations de fréquence et aux variations d'amplitude et ces dernières ne nous intéressent pas. Il a pour fonction principale de fournir une tension de sortie e_{10} variant en amplitude sous l'effet des variations de la fréquence du signal d'entrée e_1 .

Toutes les variations éventuelles de l'amplitude du

signal doivent être éliminées avant son application à l'entrée du discriminateur. Cette tension d'entrée, e_1 , est appliquée aux bornes du circuit accordé. Le courant i_1 est en retard de 90° sur la tension e_1 . La tension induite e_2 , est en retard également de 90° sur i_1 , ce qui fait que e_2 est déphasée de 180° sur e_1 (graphique vectoriel de la section 1 de la figure 15-B).

L'inductance L_4 est branchée en parallèle sur le circuit accordé d'entrée à travers C_2 et C_5 et, comme la réactance de ces condensateurs est négligeable à la fréquence de résonance, la tension e_1 se trouve être intégralement appliquée aux bornes de L_4 . Supposons pour l'instant, que le signal reçu ait une fréquence constante: dans ce cas, le courant induit i_2 est en phase avec e_2 , figure 15-B (sections 2 et 3). Les tensions e_3 et e_4 sont produites par les chutes de tension inductives aux bornes de L_2 et L_3 et sont donc en opposition de phase. Si nous nous reportons aux figures 15-A et 15-B (section 3), nous remarquerons que e_6 , tension appliquée à la diode détectrice V_1 , est la somme vectorielle de e_1 et de e_3 , et que e_7 , tension appliquée à l'autre diode V_2 , est égale à la somme de e_1 et de e_4 .

La tension de sortie redressée par V_1 est e_8 , tandis que celle issue de V_2 est e_9 , et la tension de sortie totale e_{10} est égale à la somme algébrique des deux. La section 3 de la figure 15-B, montre que e_6 et e_7 sont égales quand la fréquence du signal reçu est constante, c'est-à-dire en l'absence de modulation de fréquence. e_3 et e_4 ont donc des amplitudes égales et opposées; e_{10} , est nulle.

Pour les fréquences **inférieures** à celle de la porteuse, i_2 est en avance sur e_2 , car X_{C3} est plus grand que $X_{L2} + X_{L3}$; dans ce cas, e_3 et e_4 sont encore en opposition de phase, mais chacune d'elles est déphasée de 90° sur i_2 . Il est clair que e_7 est plus grande que e_6 , et que e_9 est plus grande que e_8 . Il en résulte que le point A devient négatif par rapport à la masse, déterminant ainsi une tension de sortie négative.

Si la fréquence du signal reçu est supérieure à celle de la porteuse non modulée, le phénomène inverse se produit et le point A devient positif par rapport à

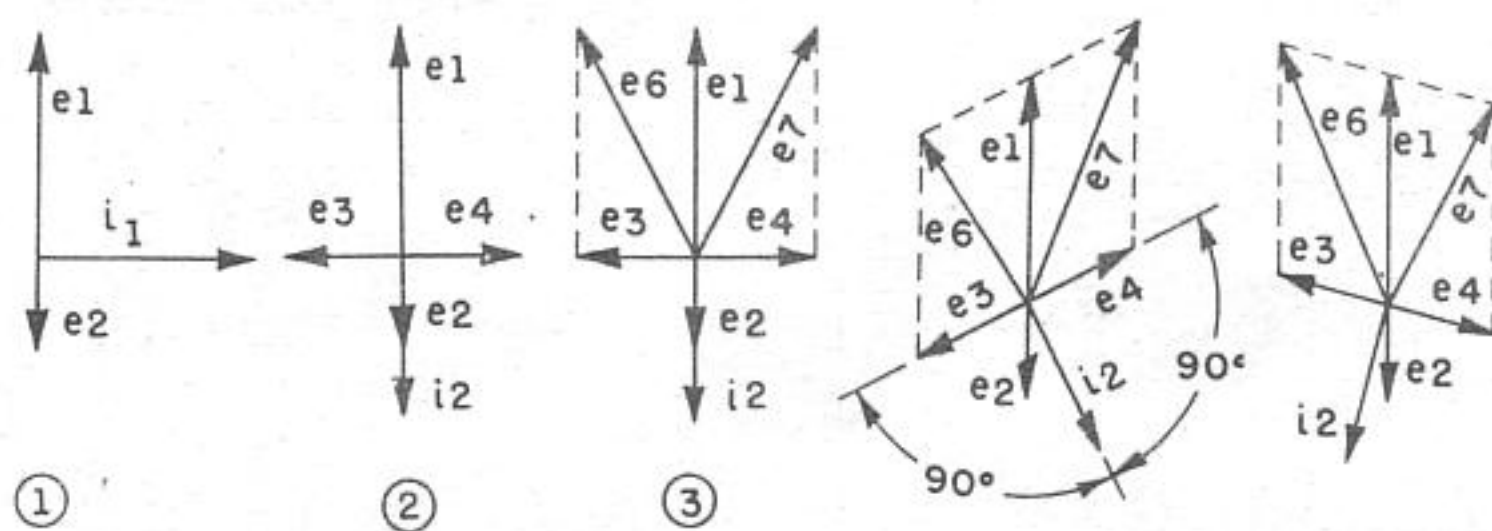


Fig. 15 B - Représentation vectorielle des différents courants et tensions dans le fonctionnement du discriminateur de la figure précédente. En l'absence de modulation, fréquence d'entrée constante, les tensions e_6 et e_7 ont la même amplitude (3); lorsque la fréquence varie, on a une des deux situations représentées à droite.

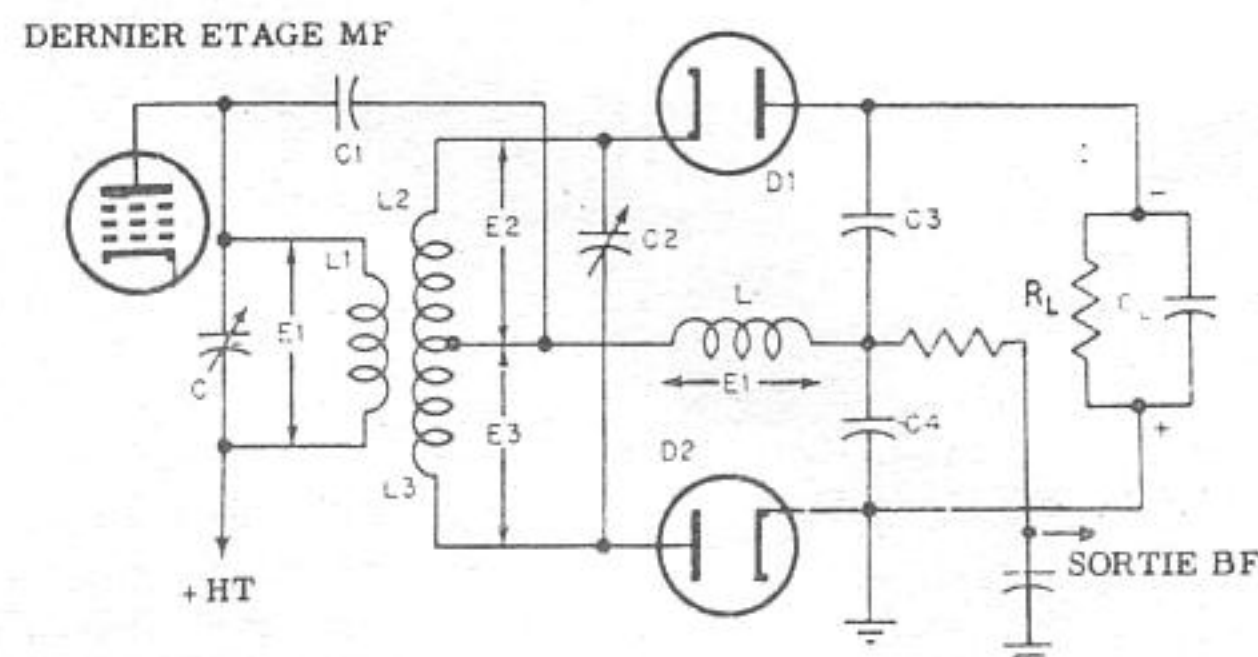


Fig. 16 - Détecteur de rapport pour FM. Les deux diodes sont en série; les tensions aux bornes de C_3 et de C_4 varient en fonction des variations de la fréquence, mais leur somme reste constante. La tension BF est recueillie entre le point de jonction de C_3 et C_4 et la masse.

la masse, ce qui donne une tension de sortie positive. Il est évident que toutes les variations de la fréquence du signal reçu se traduisent par des variations d'amplitude et de polarité instantanée de la tension de sortie, laquelle constitue le signal basse fréquence que l'on désire obtenir.

Détecteur de rapport. — Dans ce type de démodulateur (figure 16), les deux diodes sont branchées en série et le courant dans la résistance de charge R_L passe toujours dans le même sens. La polarité du signal de sortie, quand le courant passe de la plaque de D_1 à la cathode de D_2 , est celui indiqué par la flèche sur la figure. Quand une tension non modulée, de fréquence constante, est appliquée au primaire du transformateur, on obtient aux bornes du secondaire deux tensions égales (E_2 et E_3) de polarités instantanées opposées par rapport à la prise médiane.

Ces tensions sont redressées par les diodes, de telle sorte que la tension de sortie recueillie aux bornes de la résistance de charge est égale à leur somme. La capacité C_L se charge sous l'effet de cette tension. La constante de temps du circuit $R_L C_L$ est grande vis-à-vis de la fréquence acoustique la plus basse. Etant donné que la tension aux bornes de C_L est constante, la somme des tensions aux bornes de C_3 et de C_4 doit l'être également. Lorsque la fréquence de la porteuse varie sous l'effet de la modulation, les tensions de C_3 et de C_4 varient également, tandis que leur somme reste constante et égale à la charge de C_L . Si la fréquence diminue, C_4 se charge davantage que C_3 , et inversement, d'où il résulte que la tension présente entre le point de jonction des deux condensateurs et la masse varie en fonction du rapport entre les tensions aux bornes de C_3 et de C_4 , suivant ainsi les variations de la fréquence du signal. Ces variations de tension constituent le signal basse fréquence que l'on désire obtenir et qui peut être amplifié de la manière habituelle. Plus la variation de la fréquence est importante, plus forte sera la tension de sortie. Les

variations fortuites de l'amplitude du signal d'entrée appliqué au transformateur tendent à faire varier la tension présente aux bornes de C_3 et de C_4 . Etant donné la forte constante de temps du circuit $R_L C_L$, la tension de sortie du détecteur de rapport ne peut suivre assez rapidement les variations d'amplitude: c'est pourquoi le détecteur de rapport est pratiquement insensible aux variations d'amplitude d'un signal.

Les détecteurs de rapport peuvent fonctionner avec de faibles tensions d'entrée, de l'ordre de 100 mV. Il n'est donc pas nécessaire de prévoir une amplification excessive de la part des étages précédents, ce qui présente l'avantage de réduire le niveau du bruit de fond propre au récepteur lui-même. Le détecteur de rapport a néanmoins certains inconvénients: sensibilité aux parasites impulsionnels, aux évanouissements du signal (fading), plus grande difficulté d'alignement et construction plus délicate du transformateur. En effet, le couplage des enroulements est très critique et les capacités parasites ont une influence beaucoup plus importante.

L'AMPLIFICATEUR B.F. DES RECEPTEURS F.M.

La modulation de fréquence permet des transmissions de meilleure qualité, la gamme des fréquences sonores pouvant être émises et reçues étant plus étendue que dans les systèmes à modulation d'amplitude. Pour cette raison, et pour retirer tout le bénéfice d'une telle transmission, l'amplificateur basse fréquence qui fait suite au démodulateur doit être d'excellente qualité et doit entrer dans la catégorie des amplificateurs dits à **haute fidélité**. En raison de l'extension du spectre sonore transmis par les émetteurs F.M., les capacités de couplage entre les divers étages de l'amplificateur doivent avoir une valeur plus élevée, les transformateurs plus soignés et l'on doit s'efforcer de restituer les fréquences les plus élevées du spectre sonore sans distorsion. Ceci permet la reproduction des harmoniques des fréquences acoustiques, avec comme résultat une réception plus fidèle et une restitution du timbre des instruments.

QUESTIONS sur les LEÇONS N°s 76 et 77

- N. 1 — Quels sont les facteurs qui — en principe — déterminent la grandeur de l'amplification en haute fréquence nécessaire dans un récepteur de Radio ?
- N. 2 — Quelle est la classe normale de fonctionnement des étages amplificateurs HF ?
- N. 3 — Quels sont les étages qui diffèrent le plus dans les récepteurs pour AM de ceux pour FM ?
- N. 4 — Quel est le rôle principal de l'étage HF dans un récepteur à modulation de fréquence ?
- N. 5 — Comment peut-on stabiliser la fréquence du signal produit par l'oscillateur local ?
- N. 6 — Pourquoi doit-on employer, en modulation de fréquence, un plus grand nombre d'étages amplificateurs moyenne fréquence, qu'en modulation d'amplitude ?
- N. 7 — Comment peut-on augmenter la sélectivité d'un récepteur à modulation de fréquence ?
- N. 8 — De quoi le facteur de bruit dépend-il ?
- N. 9 — Comment peut-on définir l'étage mélangeur ?
- N. 10 — A quoi sert un étage limiteur d'amplitude ?
- N. 11 — Quel est son rôle indirect ?
- N. 12 — Quels sont les étages dont dépendent — en principe — la sensibilité et la sélectivité du récepteur ?
- N. 13 — Quels sont les éléments dont dépend la stabilité d'un récepteur FM ?
- N. 14 — Quelle est la différence principale entre un détecteur pour AM et un démodulateur pour FM ?
- N. 15 — Quels sont les avantages et les inconvénients du discriminateur ?
- N. 16 — Quels sont les avantages et les inconvénients du détecteur de rapport ?
- N. 17 — Pour quelle raison la modulation de fréquence est-elle préférable à la modulation d'amplitude ?
- N. 18 — En quoi diffère l'amplificateur BF d'un récepteur à modulation d'amplitude de celui d'un récepteur à modulation de fréquence ?

REponses aux QUESTIONS de la p. 595

- N. 1 — L'accord sur la même fréquence de tous les étages MF et l'alignement réciproque des étages HF et de l'oscillateur local.
- N. 2 — Lorsque, la musicalité et la sensibilité laissent à désirer bien que les éléments et les tensions soient corrects.
- N. 3 — Avec un générateur et un voltmètre de sortie.
- N. 4 — Aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur ou d'une résistance équivalente (sensibilité de l'instrument 10 volts) ou aux bornes du primaire du transformateur de sortie, avec interposition d'un condensateur de 0,1 μ F. T.S. 500 volts, (sensibilité 100 volts).
- N. 5 — Elle se compose d'un circuit RCL, placé en série avec le générateur, qui a pour fonction de simuler l'arrivée d'un signal par l'antenne: elle évite en particulier le désaccord du circuit d'entrée sous l'effet du branchement du générateur.
- N. 6 — Il est constitué par un oscillateur HF commutable pouvant être accordé sur les fréquences désirées, d'un étage amplificateur avec atténuateur de sortie et d'un oscillateur BF pour moduler la porteuse HF.
- N. 7 — A partir de l'étage le plus proche de la partie BF, c'est-à-dire du dernier transformateur MF. En sens inverse.
- N. 8 — Il doit délivrer, outre la MF, deux fréquences correspondant à peu près aux extrémités des gammes à aligner (600 et 1200 kHz pour les Ondes Moyennes). Pour les Ondes Courtes, ces fréquences sont différentes selon le type de récepteur.
- N. 9 — La diminution de la variation de la capacité d'un condensateur variable par mise en série d'un condensateur fixe de faible valeur. Ce procédé permet une exploration de gamme plus réduite pour une rotation de 180°.
- N. 10 — Dans les gammes des Ondes Courtes et Très Courtes.
- N. 11 — On doit choisir la position correspondant à la capacité minimale. Avec ce réglage, la fréquence de l'oscillateur local est plus élevée que la fréquence du signal et le battement MF est obtenu par différence entre les deux signaux, ce qui permet un meilleur alignement des circuits.
- N. 12 — Non, car dans le cas contraire l'action de la C.A.V. nuirait à l'évaluation correcte du maximum de la tension de sortie.
- N. 13 — Vers le centre de l'échelle.
- N. 14 — Il faut régler le potentiomètre pour obtenir l'amplification BF maximale et placer l'atténuateur du générateur sur une position donnant une déviation de l'aiguille au milieu de l'échelle du voltmètre.
- N. 15 — Il faut mettre en série dans les fils reliant le générateur au récepteur un condensateur de 10 000 pF (500 volts) sur le fil de masse et un de 1 000 pF sur le conducteur central. Par l'alignement sur Ondes Moyennes et Courtes la valeur de ce condensateur sera réduite à 200 pF. Une meilleure précaution consiste à alimenter le récepteur au moyen d'un transformateur d'isolement du secteur.
- N. 16 — Les mains de l'opérateur et les corps conducteurs doivent être suffisamment éloignés des circuits non blindés, pour éviter de désaccorder ces circuits sous l'effet des capacités parasites.

LE DECIBEL

Nous avons parlé, jusqu'ici — soit sommairement, soit d'une manière approfondie — d'à peu près toutes les unités de mesure électriques, d'un certain nombre d'unités physiques, mécaniques, etc... Nous avons ainsi rencontré un très grand nombre de grandeurs utilisées dans les sciences exactes.

Particularité intéressante, **chacune de ces unités exprime une grandeur bien définie**, en fonction de laquelle il est possible d'en déterminer d'autres.

Nous pouvons, ainsi, affirmer que les unités « mètre », « centimètre », « litre », « kilogramme », sont des grandeurs bien déterminées, ne pouvant être confondues entre elles. Il en est de même pour les unités électriques et nous savons comment définir exactement le « volt », « l'ampère », « l'ohm », etc...

Cette caractéristique, par contre, fait défaut au « décibel », dont nous allons parler ci-dessous. Cette unité de mesure, en effet, n'indique pas une grandeur bien déterminée, mais, au contraire, **un rapport entre deux grandeurs**.

Pour éclaircir ce concept de rapport nous pouvons nous servir d'un exemple: si nous disons que la distance entre Paris et Marseille est de 780 kilomètres, nous employons une grandeur bien définie (le mètre, et par commodité le kilomètre); par contre, si nous disons que la distance entre Paris et Marseille est égale à deux fois la distance entre Paris et Dijon, nous pouvons évaluer la distance entre Paris et Marseille.

Dans notre domaine, nous référant, par exemple, à l'amplification fournie par un tube électronique, nous pouvons dire que la puissance délivrée par un étage déterminé (puissance de sortie) est égale à 10 fois la puissance appliquée à l'entrée. Dans ce cas, le rapport entre ces deux puissances est égal à 10 : 1, soit 10.

La valeur ainsi trouvée est exprimée en « Bel » et correspond, dans notre cas, à 1 Bel. En réalité, l'unité « Bel » est rarement utilisée et pour la commodité des calculs on emploie généralement le **dixième du Bel**, soit le **décibel**. En d'autres termes, 1 Bel = 10 décibels (en abrégé, 10 dB).

C'est dans l'utilisation d'un tel système, pour exprimer le rapport entre deux grandeurs que se révèle l'utilité des logarithmes, car c'est sur eux que sont basés tous les calculs d'amplification (décibels positifs) ou d'atténuation (décibels négatifs).

Le décibel est couramment utilisé pour chiffrer certaines caractéristiques des circuits électroniques, particulièrement dans le cas des amplificateurs, des antennes, des appareils de mesure, etc...

L'oreille humaine n'a pas une réponse linéaire aux changements de niveaux de puissance et d'énergie. Supposons, par exemple, qu'un amplificateur fournit une note pure avec une puissance acoustique effective de 1 watt. L'expérience démontre que pour obtenir, de notre oreille, une sensation de puissance acoustique deux fois plus forte, la puissance effective de l'amplifica-

teur doit être dix fois plus forte, c'est-à-dire doit être portée à 10 watts.

De même, pour que l'oreille perçoive une sensation trois fois plus intense, la puissance doit être 100 fois plus grande, de 1 watt elle doit être portée à 100 watts. Pour donner une sensation 4 fois plus forte, la puissance de sortie effective doit être 1 000 fois plus grande, c'est-à-dire de 1 000 watts, et ainsi de suite.

Inversement, pour que l'oreille perçoive une sensation deux fois moins forte que celle que lui procure l'amplificateur de 1 watt, il faut que la puissance soit réduite au dixième de sa valeur initiale, soit à 0,1 watt.

Dans tous les cas ci-dessus, les variations de puissance peuvent être commodément exprimées en décibels.

Le décibel est égal à 10 fois le logarithme de base 10 du rapport entre deux puissances P_1 et P_2 . Si ce rapport est plus grand que 1 (c'est-à-dire si $P_1 > P_2$) on a des décibels positifs (amplification); par contre si le rapport est plus petit que 1 (c'est-à-dire $P_1 < P_2$), on a des décibels négatifs (atténuation).

Ceci s'exprime mathématiquement par l'égalité :

$$dB = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad (1)$$

dans laquelle P_1 et P_2 sont les deux puissances exprimées en watts.

La fonction logarithmique s'introduit ici simplement du fait que — comme nous l'avons dit plus haut — la sensibilité de l'oreille humaine suit une courbe logarithmique.

En reprenant les exemples ci-dessus, nous pouvons chiffrer en décibels les rapports entre P_1 (puissance nécessaire pour donner une sensation auditive différente) et P_2 (puissance disponible au départ).

Exemples:

Si la puissance devient 10 fois plus grande, nous avons:

$$dB = 10 \log (P_1 : P_2) = 10 \log (10 : 1) = 10 \log 10$$

le logarithme de 10 étant 1, l'expression devient:

$$dB = 10 \log 10 = 10 \times 1 = 10$$

l'augmentation de puissance est donc de 10 dB.

Si la puissance devient 100 fois plus grande, nous avons: $dB = 10 \log (100 : 1) = 10 \log 100$

le logarithme de 100 étant 2, il vient:

$$dB = 10 \log 100 = 10 \times 2 = 20$$

l'augmentation de puissance est donc de 20 dB.

Si la puissance devient 1 000 fois plus grande, on a:

$$dB = 10 \log 1\,000 = 10 \times 3 = 30$$

l'augmentation de puissance est donc de 30 dB.

Dans le cas d'une diminution de la puissance, à un dixième de la puissance initiale on a $P_2 < P_1$, et le rapport entre les deux puissance est égal à 0,1. On a donc:

$$dB = 10 \log 0,1$$

comme le logarithme de 0,1 est -1 , il vient:

$$dB = 10 (-1) = -10$$

on a donc une augmentation de puissance égale à -10 dB.

Il convient de remarquer qu'une augmentation d'une quantité négative correspond, en réalité, à une diminution. En d'autres termes, dans ce dernier cas, on a une atténuation de 10 dB.

RELATIONS ENTRE PUISSANCE, TENSION ET COURANT

Dans la leçon consacrée aux unités électriques (page 75), nous avons vu comment la puissance peut être exprimée en fonction de la tension et de l'intensité du courant.

De même, les relations entre ces grandeurs peuvent s'exprimer au moyen des décibels, en appliquant la règle suivante:

Le décibel est égal à 20 fois le logarithme de base 10 du rapport entre deux tensions ou entre deux courants.

Ceci s'exprime mathématiquement par les deux égalités suivantes:

$$\text{dB} = 20 \log \frac{I_1}{I_2} \quad (3)$$

dans laquelle I_1 et I_2 représentent les intensités des courants en ampères.

$$\text{dB} = 20 \log \frac{E_1}{E_2} \quad (4)$$

dans laquelle E_1 et E_2 représentent les deux tensions en volts.

On se rappellera, à ce propos, que l'indice « 1 » est attribué à la grandeur de sortie, et l'indice « 2 » à la grandeur d'entrée.

En réalité, ces deux égalités ne sont valables que si les deux tensions ou les deux courants en cause se rapportent à deux résistances égales entre elles.

En effet, nous savons que dans un étage amplificateur on a une résistance d'entrée (entre grille et cathode) et une résistance de sortie (résistance de charge mise en série dans le circuit plaque). Or, pour que l'égalité soit valable, il faut que la résistance d'entrée et celle de sortie, aux bornes desquelles se mesurent les deux tensions, ou dans lesquelles passent les deux courants, soient de valeur égale:

Voyons, avec quelques exemples pratiques, comment calculer l'amplification ou l'atténuation dans un circuit électronique.

Supposons que la résistance d'entrée d'un étage amplificateur soit égale à celle de sortie. Si le signal d'entrée est de 0,001 (soit 1 millivolt), et que la tension du signal de sortie est de 1 volt, nous aurons:

$$\text{dB} = 20 \log (1 : 0,001) = 20 \log 1\,000$$

le logarithme de 1 000 étant 3,

$$\text{db} = 20 \times 3 = 60$$

On a donc un gain de 60 dB.

Considérons, maintenant, un atténuateur en « π », du type de celui de la figure 6 A bis, page 150. R_1 est égale à R_3 , donc la loi est valable. Si l'on dispose d'une tension de 1 volt à l'entrée, la tension de sortie sera réduite à 0,1 volt, nous aurons donc:

$$\text{dB} = 20 \log (0,1 : 1) = 20 \log 0,1$$

le logarithme de 0,1 étant -1,

$$\text{dB} = 20 (-1) = -20$$

On a donc un « gain » de -20 dB, soit une atténuation de 20 dB.

Le calcul serait le même dans le cas de deux courants, au lieu de deux tensions.

CALCUL DES DECIBELS AU MOYEN DE LA TABLE

La table de la page 622 permet de faire n'importe quel calcul en décibels, qu'il s'agisse de rapports de puissance, ou de rapports de tensions ou de courants.

Cette table comporte trois groupes de cinq colonnes. Chaque groupe a une colonne centrale dans laquelle sont portées les valeurs en décibels correspondant aux différents rapports; le groupe de gauche va de 0 à 6,9 dB, celui du centre de 7 à 13,9 dB et celui de droite de 14 à 100 dB. La table entière va donc de 0 à 100 dB.

De part et d'autre de chacune des trois colonnes des décibels se trouvent deux colonnes marquées $P_1:P_2$ et $E_1:E_2$. La première donne les rapports des puissances, l'autre des tensions. Cette dernière peut également être utilisée pour les rapports des courants ($I_1:I_2$), puisque la formule est la même (voir formules 3 et 4).

Cette table permet d'effectuer des calculs rapides, suffisamment précis, sans qu'il soit nécessaire de recourir aux tables de logarithmes.

Voici comment l'utiliser:

Connaissant les puissances d'entrée et de sortie d'un amplificateur, ou d'un atténuateur, ou bien les tensions ou les courants, il suffit de faire (par une simple division) le rapport entre les deux grandeurs ($P_1:P_2$, ou $E_1:E_2$ ou $I_1:I_2$). Si ce rapport est plus grand que 1, on le recherchera dans une des colonnes placées à **droite** de celle des décibels, et le nombre de décibels lu en regard sera affecté du signe + (valeur positive). Si le rapport est plus petit que 1, on le recherchera dans une des colonnes placées à **gauche** de celle des décibels, et le nombre de décibels correspondant sera affecté du signe - (valeur négative).

Supposons, par exemple, qu'un étage amplificateur reçoive une puissance de 0,002 watt à l'entrée et qu'il délivre une puissance de 0,060 watt. Le rapport entre ces deux puissances est égal à $0,06 : 0,002 = 30$. Etant supérieur à 1, le nombre 30 sera recherché dans une des colonnes placées à droite de celle des décibels. La valeur la plus rapprochée, figurant dans la table, est 30,2 qui se trouve dans la dernière colonne, à droite, vers le haut. Dans la colonne des décibels on trouve, en correspondance, la valeur + 14,8 dB.

La table s'utilise d'une manière identique dans le cas de rapports entre tensions ou courants, avec la seule différence que l'on doit rechercher le rapport dans une des colonnes marquées $E_1:E_2$. Egalement dans ce cas, on doit choisir la colonne de droite ou de gauche selon que le rapport est supérieur ou inférieur à 1.

La table est réversible. Connaissant le nombre de dé-

TABEAU 78 - NIVEAUX EN DECIBELS, EN FONCTION DU RAPPORT DE TENSION (ou COURANT) ET DE PUISSANCE.

← - - - - - dB + - - - - - →					← - - - - - dB + - - - - - →					← - - - - - dB + - - - - - →				
P1:P2	E1:E2		E1:E2	P1:P2	P1:P2	E1:E2		E1:E2	P1:P2	P1:P2	E1:E2		E1:E2	P1:P2
1,0000	1,0000	0	1,000	1,000	0,1995	0,4467	7,0	2,239	5,012	0,03981	0,1995	14	5,012	25,12
0,9772	0,9886	0,1	1,012	1,023	0,1950	0,4416	7,1	2,265	5,129	0,03890	0,1972	14,1	5,070	25,70
0,9550	0,9772	0,2	1,023	1,047	0,1905	0,4365	7,2	2,291	5,248	0,03802	0,1950	14,2	5,129	26,30
0,9333	0,9661	0,3	1,035	1,072	0,1862	0,4315	7,3	2,317	5,370	0,03715	0,1928	14,3	5,188	26,92
0,9120	0,9550	0,4	1,047	1,096	0,1820	0,4266	7,4	2,344	5,495	0,03631	0,1905	14,4	5,248	27,54
0,8913	0,9441	0,5	1,059	1,122	0,1778	0,4217	7,5	2,371	5,623	0,03548	0,1884	14,5	5,309	28,18
0,8710	0,9333	0,6	1,072	1,148	0,1738	0,4169	7,6	2,399	5,754	0,03467	0,1862	14,6	5,370	28,84
0,8511	0,9226	0,7	1,084	1,175	0,1698	0,4121	7,7	2,427	5,888	0,03388	0,1841	14,7	5,433	29,51
0,8318	0,9120	0,8	1,096	1,202	0,1660	0,4074	7,8	2,455	6,026	0,03311	0,1820	14,8	5,495	30,20
0,8128	0,9016	0,9	1,109	1,230	0,1622	0,4027	7,9	2,483	6,166	0,03236	0,1799	14,9	5,559	30,90
0,7943	0,8913	1	1,122	1,259	0,1585	0,3981	8	2,512	6,310	0,03162	0,1778	15	5,623	31,62
0,7762	0,8810	1,1	1,135	1,288	0,1549	0,3936	8,1	2,541	6,457	0,03090	0,1758	15,1	5,689	32,36
0,7586	0,8710	1,2	1,148	1,318	0,1514	0,3890	8,2	2,570	6,607	0,03020	0,1738	15,2	5,754	33,11
0,7413	0,8610	1,3	1,161	1,349	0,1479	0,3846	8,3	2,600	6,761	0,02951	0,1718	15,3	5,821	33,88
0,7244	0,8511	1,4	1,175	1,380	0,1445	0,3802	8,4	2,630	6,918	0,02884	0,1698	15,4	5,888	34,67
0,7079	0,8414	1,5	1,189	1,413	0,1413	0,3758	8,5	2,661	7,079	0,02818	0,1679	15,5	5,957	35,48
0,6918	0,8318	1,6	1,202	1,445	0,1380	0,3715	8,6	2,692	7,244	0,02754	0,1660	15,6	6,026	36,31
0,6761	0,8222	1,7	1,216	1,479	0,1349	0,3673	8,7	2,723	7,413	0,02692	0,1641	15,7	6,095	37,15
0,6607	0,8128	1,8	1,230	1,514	0,1318	0,3631	8,8	2,754	7,586	0,02630	0,1622	15,8	6,166	38,02
0,6457	0,8035	1,9	1,245	1,549	0,1288	0,3589	8,9	2,786	7,762	0,02570	0,1603	15,9	6,237	38,90
0,6310	0,7943	2	1,259	1,585	0,1259	0,3548	9	2,818	7,943	0,02512	0,1585	16	6,310	39,81
0,6166	0,7852	2,1	1,274	1,622	0,1230	0,3508	9,1	2,851	8,128	0,02455	0,1567	16,1	6,383	40,74
0,6026	0,7762	2,2	1,288	1,660	0,1202	0,3467	9,2	2,884	8,318	0,02399	0,1549	16,2	6,457	41,69
0,5888	0,7674	2,3	1,303	1,698	0,1175	0,3428	9,3	2,917	8,511	0,02344	0,1531	16,3	6,531	42,66
0,5754	0,7586	2,4	1,318	1,738	0,1148	0,3388	9,4	2,951	8,710	0,02291	0,1514	16,4	6,607	43,65
0,5623	0,7499	2,5	1,334	1,778	0,1122	0,3350	9,5	2,985	8,913	0,02139	0,1496	16,5	6,683	44,67
0,5495	0,7413	2,6	1,349	1,820	0,1096	0,3311	9,6	3,020	9,120	0,02188	0,1479	16,6	6,761	45,71
0,5370	0,7328	2,7	1,365	1,862	0,1072	0,3273	9,7	3,055	9,333	0,02138	0,1462	16,7	6,839	46,77
0,5248	0,7244	2,8	1,380	1,905	0,1047	0,3236	9,8	3,090	9,550	0,02089	0,1445	16,8	6,918	47,86
0,5129	0,7161	2,9	1,396	1,950	0,1023	0,3199	9,9	3,126	9,772	0,02042	0,1429	16,9	6,998	48,98
0,5012	0,7079	3,0	1,413	1,995	0,1000	0,3162	10,0	3,162	10,000	0,01995	0,1413	17,0	7,079	50,12
0,4898	0,6998	3,1	1,429	2,042	0,09772	0,3126	10,1	3,199	10,23	0,01950	0,1396	17,1	7,161	51,29
0,4786	0,6918	3,2	1,445	2,089	0,09550	0,3090	10,2	3,236	10,47	0,01905	0,1380	17,2	7,244	52,48
0,4677	0,6839	3,3	1,462	2,138	0,09333	0,3055	10,3	3,273	10,72	0,01862	0,1365	17,3	7,328	53,70
0,4571	0,6761	3,4	1,479	2,188	0,09120	0,3020	10,4	3,311	10,96	0,01820	0,1349	17,4	7,413	54,95
0,4467	0,6683	3,5	1,496	2,239	0,08913	0,2985	10,5	3,350	11,22	0,01778	0,1334	17,5	7,499	56,23
0,4365	0,6607	3,6	1,514	2,291	0,08710	0,2951	10,6	3,388	11,48	0,01738	0,1318	17,6	7,586	57,54
0,4266	0,6531	3,7	1,531	2,344	0,08511	0,2917	10,7	3,428	11,75	0,01698	0,1303	17,7	7,674	58,88
0,4169	0,6457	3,8	1,549	2,399	0,08318	0,2884	10,8	3,467	12,02	0,01660	0,1288	17,8	7,762	60,26
0,4074	0,6383	3,9	1,567	2,455	0,08128	0,2851	10,9	3,508	12,30	0,01622	0,1274	17,9	7,852	61,66
0,3981	0,6310	4,0	1,585	2,512	0,07943	0,2818	11,0	3,548	12,59	0,01585	0,1259	18,0	7,943	63,10
0,3890	0,6237	4,1	1,603	2,570	0,07762	0,2786	11,1	3,589	12,88	0,01549	0,1245	18,1	8,035	64,57
0,3802	0,6166	4,2	1,622	2,630	0,07586	0,2754	11,2	3,631	13,18	0,01514	0,1230	18,2	8,128	66,07
0,3715	0,6095	4,3	1,641	2,692	0,07413	0,2723	11,3	3,673	13,49	0,01479	0,1216	18,3	8,222	67,61
0,3631	0,6026	4,4	1,660	2,754	0,07244	0,2692	11,4	3,715	13,80	0,01445	0,1202	18,4	8,318	69,18
0,3548	0,5957	4,5	1,679	2,818	0,07079	0,2661	11,5	3,758	14,13	0,01413	0,1189	18,5	8,414	70,79
0,3467	0,5888	4,6	1,698	2,884	0,06918	0,2630	11,6	3,802	14,45	0,01380	0,1175	18,6	8,511	72,44
0,3388	0,5821	4,7	1,718	2,951	0,06761	0,2600	11,7	3,846	14,79	0,01349	0,1161	18,7	8,610	74,13
0,3311	0,5754	4,8	1,738	3,020	0,06607	0,2570	11,8	3,890	15,14	0,01318	0,1148	18,8	8,710	75,86
0,3236	0,5689	4,9	1,758	3,090	0,06457	0,2541	11,9	3,936	15,49	0,01288	0,1135	18,9	8,811	77,62
0,3162	0,5623	5,0	1,778	3,162	0,06310	0,2512	12,0	3,981	15,85	0,01259	0,1122	19,0	8,913	79,43
0,3090	0,5559	5,1	1,799	3,236	0,06166	0,2483	12,1	4,027	16,22	0,01230	0,1109	19,1	9,016	81,28
0,3020	0,5495	5,2	1,820	3,311	0,06026	0,2455	12,2	4,074	16,60	0,01202	0,1096	19,2	9,120	83,18
0,2951	0,5433	5,3	1,841	3,388	0,05888	0,2427	12,3	4,121	16,98	0,01175	0,1084	19,3	9,226	85,11
0,2884	0,5370	5,4	1,862	3,467	0,05754	0,2399	12,4	4,169	17,38	0,01148	0,1072	19,4	9,333	87,10
0,2818	0,5309	5,5	1,884	3,548	0,05623	0,2371	12,5	4,217	17,78	0,01122	0,1059	19,5	9,441	89,13
0,2754	0,5248	5,6	1,905	3,631	0,05495	0,2344	12,6	4,266	18,20	0,01096	0,1047	19,6	9,550	91,20
0,2692	0,5188	5,7	1,928	3,715	0,05370	0,2317	12							

cibels (soit d'amplification, soit d'atténuation), il est facile de trouver le rapport des puissances, des tensions ou des courants qui y correspondent, en procédant de la manière inverse à celle décrite plus haut.

Lorsque l'on doit calculer le rapport correspondant à un nombre de décibels qui ne figure pas dans la table, on utilise la propriété des logarithmes selon laquelle **le produit de deux nombres est égal à la somme de leurs logarithmes et leur quotient à la différence de leurs logarithmes.**

Supposons, par exemple, que nous devions calculer le rapport de deux puissances correspondant à 22,5 dB, qui ne figure pas dans la table. Cette valeur est égale à + 20 dB + 2,5 dB. Les rapports correspondants sont 100 et 1,778. Le rapport résultant sera égal à $100 \times 1,778 = 177,8$.

LE « dBm »

Nous venons d'apprendre ce qu'est le décibel et nous avons souligné qu'il n'était pas une véritable unité, mais, 10 ou 20 fois le logarithme du rapport entre deux grandeurs. Connaissant la valeur de celles-ci, le décibel devient également une unité bien définie.

Il existe une autre unité, appelée « dBm », qui représente une quantité de valeur définie. Son emploi est identique à celui des décibels. Le « dBm » **est la valeur en décibels par rapport à la puissance de un milliwatt**, zéro décibel étant égal à 1 mW.

Dans ce cas, il est clair que 0,01 watt (10 milliwatts) vaut 10 dBm; que 0,1 watt (100 mW) vaut 20 dBm; que 1 watt (1 000 mW) vaut 30 dBm, et ainsi de suite. Par contre, 1 μ W (soit un millième de mW) correspond à -30 dBm, etc...

Comme on le voit, étant donné qu'on se réfère à une quantité déterminée, n'importe quelle valeur exprimée en dBm peut être directement convertie en watts, et connaissant la valeur ohmique de la résistance, autrement dit de la charge, dans laquelle cette puissance est dissipée, il est facile de trouver les tensions (en volts) et les intensités (en ampères).

Par convention, on a établi que: **0 dBm = 1 mW dans 600 ohms**. Cela signifie que, si nous mesurons une puissance de sortie aux bornes d'une charge de 600 ohms, une puissance de 1 mW sera égale à 0 dBm.

Étant donné que $P = E^2 : R$, en substituant, dans cette équation, les valeurs connues, nous obtiendrons:

$$0,001 = E^2 : 600 \quad (1 \text{ mW étant égal à } 0,001 \text{ watt})$$

$$\text{d'où} \quad E^2 = 0,001 \times 600 = 0,6$$

$$\text{et} \quad E = 0,775 \text{ volt}$$

Prenons le cas d'un voltmètre pour courant alternatif, comme par exemple le multimètre (ou contrôleur universel) décrit dans notre 42ème leçon. La lecture de cette tension pourra se faire sur la sensibilité 5 volts. L'échelle en décibels pourra également être utilisée sur les autres sensibilités (10, 25, 50 et 100 volts); il suffira d'ajouter au nombre de décibels lus directement sur le cadran, les nombres suivants:

$$\text{Echelle } 10 \text{ volts} \quad \dots \quad \text{ajouter } + 6 \text{ dB}$$

$$\text{Echelle } 25 \text{ volts} \quad \dots \quad \text{ajouter } + 13 \text{ dB}$$

$$\text{Echelle } 50 \text{ volts} \quad \dots \quad \text{ajouter } + 19,5 \text{ dB}$$

$$\text{Echelle } 100 \text{ volts} \quad \dots \quad \text{ajouter } + 25,5 \text{ dB}$$

Exemple: Nous référant au standard adopté, selon lequel 0 dBm = 1 mW dans 600 ohms. La valeur ohmique de la charge (aussi bien résistive, qu'inductive) restant constante, pour calculer — par exemple — la tension correspondant à + 20 dB, on procédera comme suit:

Le rapport des puissances correspondant à + 20 dB est 100 (trouvé dans la table). la puissance effective sera donc de:

$$0,001 \times 100 = 0,1 \text{ W} \quad (1 \text{ mW} = 0,001 \text{ W})$$

Sachant que la puissance est donnée par $P = E^2 : R$, d'où on tire $E^2 = P \times R$, et puisque $R = 600 \text{ ohms}$, on a:

$$E^2 = 0,1 \times 600 = 60$$

$$\text{d'où:} \quad E = \sqrt{60} = 7,746 \text{ volts.}$$

Inversement, sachant — par exemple — qu'on dispose d'une tension de 10 volts aux bornes d'une résistance de 600 ohms, on peut calculer le nombre de dB, comme suit:

$$E = 10 \text{ d'où } E^2 = 100$$

Puisque $P = E^2 : R$ on a $P = 100 : 600 = 0,166 = 166 \text{ mW}$

Cette puissance est égale à 166 fois la puissance standard définie plus haut (1 mW). Le rapport $P1:P2$ est donc égal à 166. Cherchons le nombre de décibels correspondant à ce rapport.

Un rapport de puissances égal à 100 correspond à + 20 dB et un rapport de 66 correspond à 18,2 dB. On a donc $20 + 18,2 = 38,2 \text{ dB}$.

La mention **0 dB = mW dans 600 ohms** figure normalement sur l'échelle de l'instrument dont sont pourvus les multimètres du commerce. Certains modèles de type ancien sont basés sur un autre standard, actuellement périmé, selon lequel 0 dB = 6 mW dans 500 ohms.

La lecture peut être faite sur d'autres charges, ayant une valeur ohmique différente de 600 ohms, au moyen d'un calcul très simple.

Supposons que nous mesurons, avec le multimètre de la 42ème leçon, une tension de 0,4 volt sur une charge de 25 ohms (et non de 600). Sachant que la puissance en watts est donnée par $P = E^2 : R$, nous aurons:

$$P = (0,4)^2 : 25 = 0,16 : 25 = 0,0064 \text{ W}$$

La puissance correspondant à la tension mesurée sur la charge étant connue, nous pouvons calculer à quelle tension elle doit correspondre sur la charge standard de 600 ohms. La même formule nous donne:

$$0,0064 = E^2 : 600 \text{ d'où } E^2 = 600 \times 0,0064 = 3,84$$

$$\text{et} \quad E = \sqrt{3,84} = 1,95 \text{ V.}$$

En regardant l'échelle correspondante de notre multimètre, nous voyons que la tension de 1,95 volt (sur la sensibilité 5 volts) correspond à 5,8 dB environ, sur 600 ohms.

Considerons, de nouveau, nos deux conducteurs rectilignes parallèles séparés par une distance égale à « a » (figure 16).

Au point P, l'induction magnétique engendrée par le conducteur AB a pour intensité:

$$B = \mu_0 \frac{I_1}{2\pi a}$$

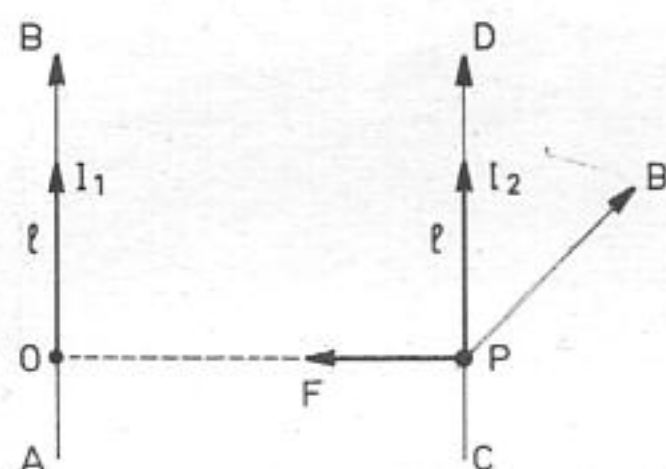


Fig. 16 - Calcul de l'intensité de la force électrodynamique:

$$F = \frac{I_1 I_2 l}{2\pi a}$$

L'élément de longueur l du conducteur CD est soumis à une force électromagnétique dirigée de P vers O, et d'intensité:

$$F = B I_2 l$$

Soit, en remplaçant B par sa valeur:

$$F = \mu_0 \frac{I_1 I_2 l}{2\pi a}$$

où F est exprimé en newtons; I_1 et I_2 , en ampères; l et a, en mètres.

Valeur de la perméabilité du vide (et de l'air)

Il nous est maintenant facile de comprendre la raison pour laquelle on a pris, dans le système MKSA, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ comme valeur de la perméabilité du vide (et de l'air).

Cette valeur résulte tout simplement de la **définition de l'ampère**, quatrième unité fondamentale du système, choisie en étroite dépendance avec les phénomènes électromagnétiques.

En effet, la relation précédente peut se mettre sous la forme:

$$\mu_0 = \frac{2\pi a F}{I_1 I_2 l}$$

Si $I_1 = I_2 = 1$ ampère, et $l = a = 1$ mètre, on a $F = 2 \cdot 10^{-7}$ newton (voir définition de l'ampère).

On a donc:

$$\mu_0 = \frac{2\pi \times 1 \times 2 \cdot 10^{-7}}{1 \times 1 \times 1}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

2 - Champ d'induction magnétique d'un solénoïde

a. - Spectre magnétique.

Un solénoïde est une bobine longue par rapport à son diamètre (rapport de 1 à 10). La bobine, à spires cir-

culaires, est constituée par un conducteur enroulé régulièrement en hélice sur un cylindre.

Le spectre magnétique du champ d'induction, engendré par un courant électrique circulant dans la bobine, présente 4 régions distinctes (figure 17 et 18).

Première région: région intérieure de la bobine.

A l'intérieur de la bobine, les lignes d'induction sont sensiblement parallèles; par conséquent, le champ d'induction y est uniforme.

Seconde région: région voisine des spires

Les lignes d'induction sont circulaires et elles entourent le conducteur.

Troisième région: région des extrémités.

A chaque extrémité de la bobine, les lignes d'induction divergent.

Quatrième région: région extérieure à la bobine.

Les lignes d'induction se referment sur elles-mêmes et le spectre est identique à celui d'un barreau droit aimanté.

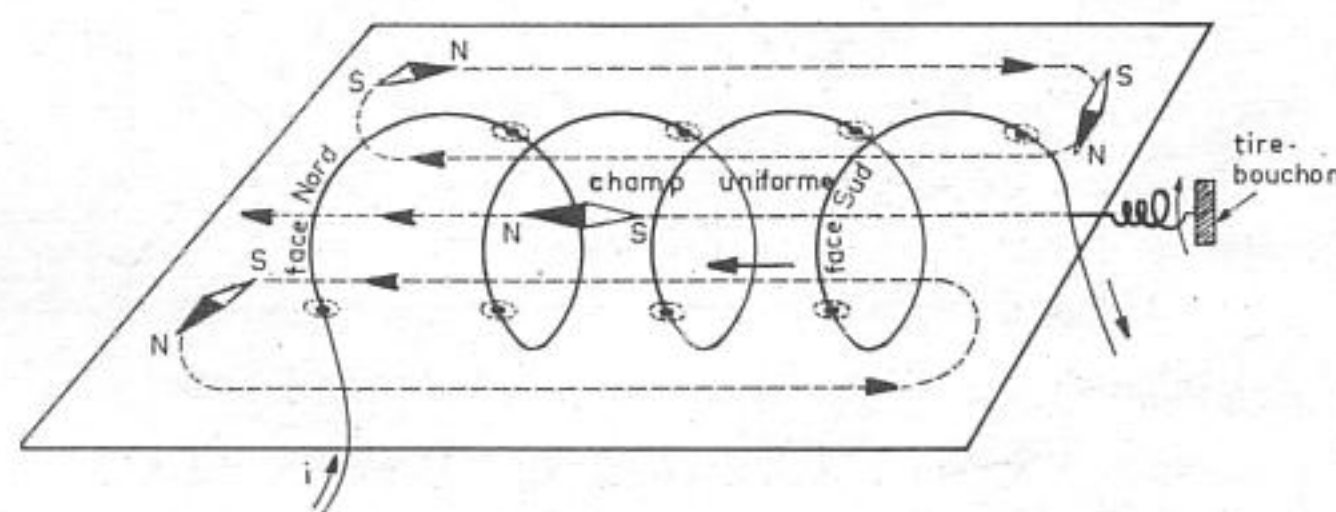


Fig. 17 - Champ d'induction magnétique d'un solénoïde.

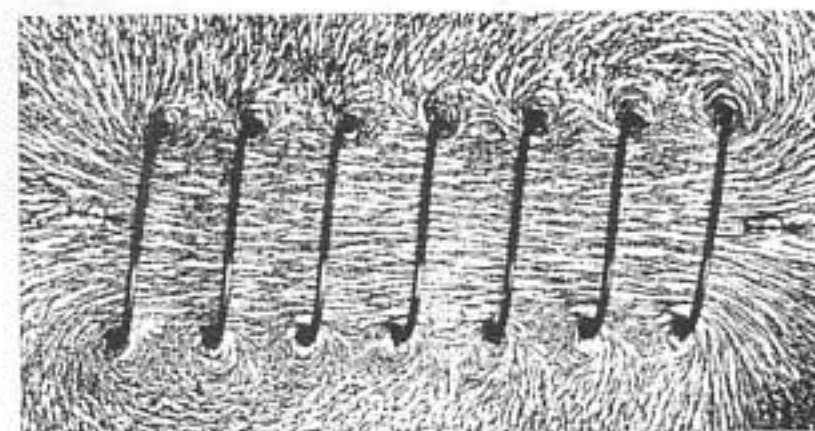


Fig. 18 - Photographie du spectre d'un solénoïde

Un solénoïde se comportant comme un aimant, possède, comme lui; **deux pôles**:

- le pôle Nord est celui par lequel les lignes d'induction **sortent** de la bobine
- le pôle Sud est celui par lequel elles **rentrent** dans la bobine.

b. - Direction et sens de l'induction.

A l'intérieur de la bobine, le sens des lignes d'induction est celui dans lequel s'enfonce un tire bouchon situé sur l'axe de la bobine lorsqu'on le fait tourner dans le sens du courant circulant dans une spire.

La face Nord, par où les lignes d'induction sortent de la bobine, est celle devant laquelle on voit circuler le courant **dans le sens inverse des aiguilles d'une montre**.

c. - Intensité de l'induction.

A l'intérieur de la bobine, l'intensité du champ d'induction a pour valeur:

$$B = \mu_0 \frac{NI}{l}$$

B, en **Teslas**; I, en **ampères**; l, en **mètres**.

Ainsi, l'induction magnétique à l'intérieur de la bobine est:

- **proportionnelle à l'intensité du courant;**
- **proportionnelle au nombre total de spires;**
- **inversement proportionnelle à la longueur du solénoïde.**

Pour un courant donné, l'induction sera d'autant plus grande que le nombre de spires sera plus élevé et que la bobine sera plus courte.

Si l'on pose $\frac{N}{l} = n = \text{nombre de spires par unité de longueur}$, on peut encore écrire:

$$B = \mu_0 n I$$

La quantité nI est appelée : **ampères-tours spécifiques** (par unité de longueur).

Excitation magnétique (anciennement = **champ magnétique**).

Dans la relation:

$$B = \mu_0 \frac{NI}{l}$$

la quantité:

$$H = \frac{NI}{l}$$

représente l'**excitation magnétique**; c'est la **cause** du champ d'induction.

L'excitation magnétique est donc une **grandeur caractéristique** du **générateur d'induction** comme la force électromotrice est celle du **générateur électrique**.

Unité d'excitation magnétique.

Dans le système MKSA, I étant exprimé en **ampères** et l, en **mètres**, H s'exprime en **ampères-tours par mètre (At/m)**.

De même, dans la formule:

$$B = \mu_0 \frac{I}{2\pi a}$$

la quantité $\frac{I}{2\pi a}$ représente l'excitation magnétique H

(avec $N = 1$).

Par conséquent, l'expression de l'intensité de l'induction magnétique dans l'air peut se mettre sous la forme:

$$B = \mu_0 H$$

Perméabilité magnétique - Perméabilité relative - Perméabilité absolue.

Que deviennent les grandeurs précédemment définies: force électromagnétique, induction magnétique (qui elle-même n'est pas autre chose, nous le savons maintenant, qu'une force), lorsque l'espace compris entre les circuits électriques est rempli, complètement ou non, par une substance magnétique?

L'expérience prouve que toutes ces grandeurs **deviennent μ_r fois plus grandes** que dans l'air (rigoureusement: dans le vide).

Le facteur μ_r , qui caractérise la substance magnétique est appelé **perméabilité relative** (par rapport au vide — ou à l'air). La perméabilité relative étant un rapport de deux forces (force s'exerçant dans le milieu magnétique considéré force dans le vide — ou dans l'air), n'est pas douée de dimensions. C'est un **nombre pur**.

On écrira donc: $B = \mu_r \mu_0 H$
soit, en posant:

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

$$B = \mu H$$

μ désigne la **perméabilité absolue** du milieu. C'est, contrairement à μ_r , une grandeur **coûlée de dimensions**. C'est la perméabilité relative qui est donnée par les courbes ou par les tables.

Informations

Système à hyperfréquences pour communiquer avec un engin spatial inhabité

Un système à hyperfréquences installé au sol, destiné à relayer les signaux qui contrôlent, guident et dirigent le vaisseau spatial inhabité de l'Administration nationale de l'aéronautique et de l'espace des Etats-Unis (NASA), joue un rôle essentiel dans le déroulement du parcours de 575 millions de kilomètres qu'effectue actuellement Mariner 4 en direction de Mars.

Construit et loué par la Western Union au Jet Propulsion Laboratory (JPL) pour assurer les communica-

tions bilatérales avec cet engin, le système à hyperfréquences, qui s'étend sur 265 kilomètres, traite les signaux de télémétrie émis par Mariner 4 lequel, d'après les prévisions, doit prendre les premières photographies rapprochées de la planète Mars au milieu du mois de juillet.

Ce curieux système dont les tours sont perchées au sommet des montagnes de la Californie du sud, relie les laboratoires de Pasadena à la station de poursuite de Goldstone, située dans le désert Mojave, près de Barstow (Californie). Déjà utilisé le 24 mars pour relayer les premières images de la Lune prises en direct par Ranger 9 et les transmettre instantanément en télévision, il servira aussi pour communiquer avec les engins spatiaux inhabités lors des futurs vols en direction de la Lune, de

Vénus et d'autres planètes.

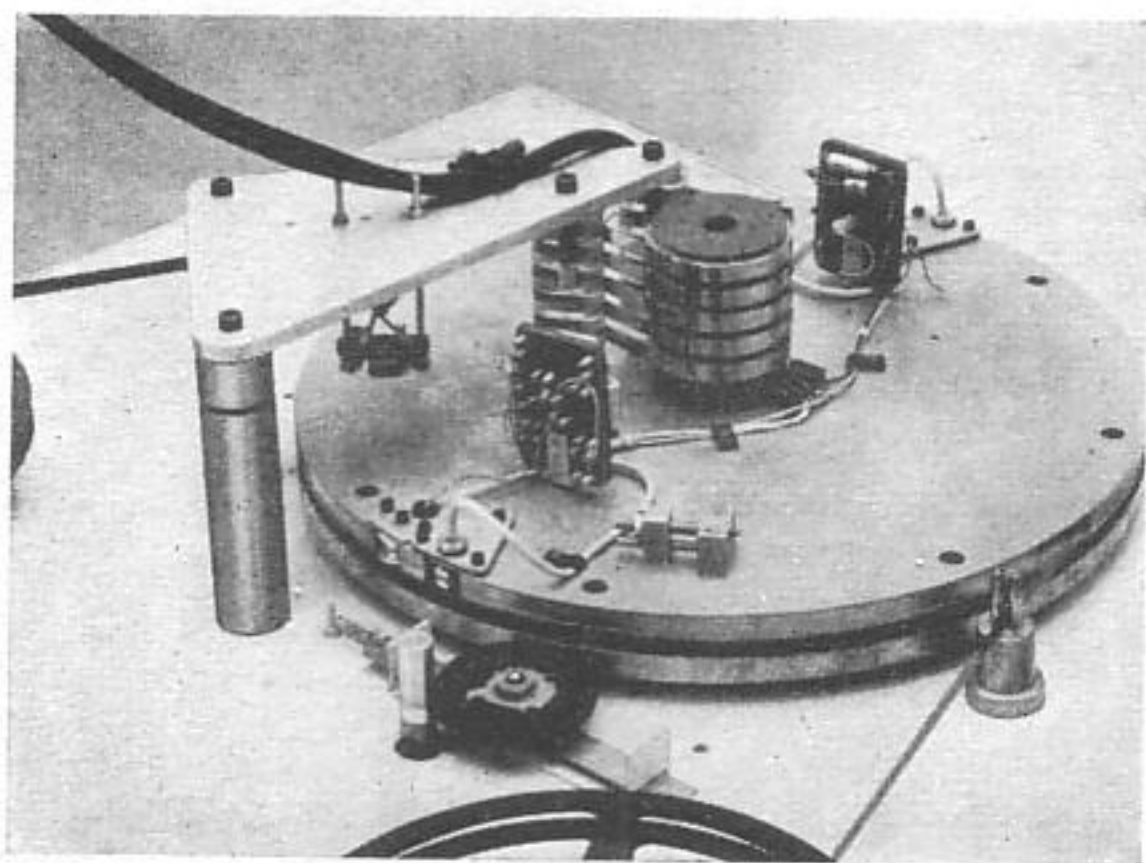
Mariner 4, qui effectue actuellement son parcours de huit mois et demi en direction de Mars, est dirigé par les techniciens du JPL à Pasadena. Les signaux de commande et de contrôle, engendrés à Pasadena, sont transmis à Goldstone par l'intermédiaire du système à hyperfréquences de la Western Union; là, ils sont instantanément contrôlés, puis émis en direction de l'engin spatial au moyen de grandes antennes.

Mariner 4 « parle » avec la Terre par l'intermédiaire des grandes antennes paraboliques de Goldstone, et les signaux qu'il envoie sont transmis par le système à hyperfréquences jusqu'aux calculatrices de Pasadena. 98% de toutes ces communications proviennent du vaisseau spatial, 2% seulement étant envoyées par la Terre.

Informations

APPAREIL POUR ISOLER LES ELEMENTS SONORES

Cet appareil permet d'isoler les sons ou les mots individuels d'un enregistrement sur bande et de les exa-



Lecteur de bande pour isoler les éléments sonores.

miner par écoute ou par toute autre méthode d'analyse.

Le modèle étudié par Standard Telecommunication Laboratories comprend une tête rotative de lecture de bande qui peut répéter continuellement le son choisi

et un groupe de commutateurs à transistors dont le retard est réglable et qui sont utilisés pour extraire des mots adjacents la portion requise de l'enregistrement. Un signal déclenché par le disque rotatif fournit un point de référence pour le fonctionnement des commutateurs et donne ainsi un repère exact de telle sorte que le son qui doit être étudié peut être extrait de l'enregistrement de façon très précise.

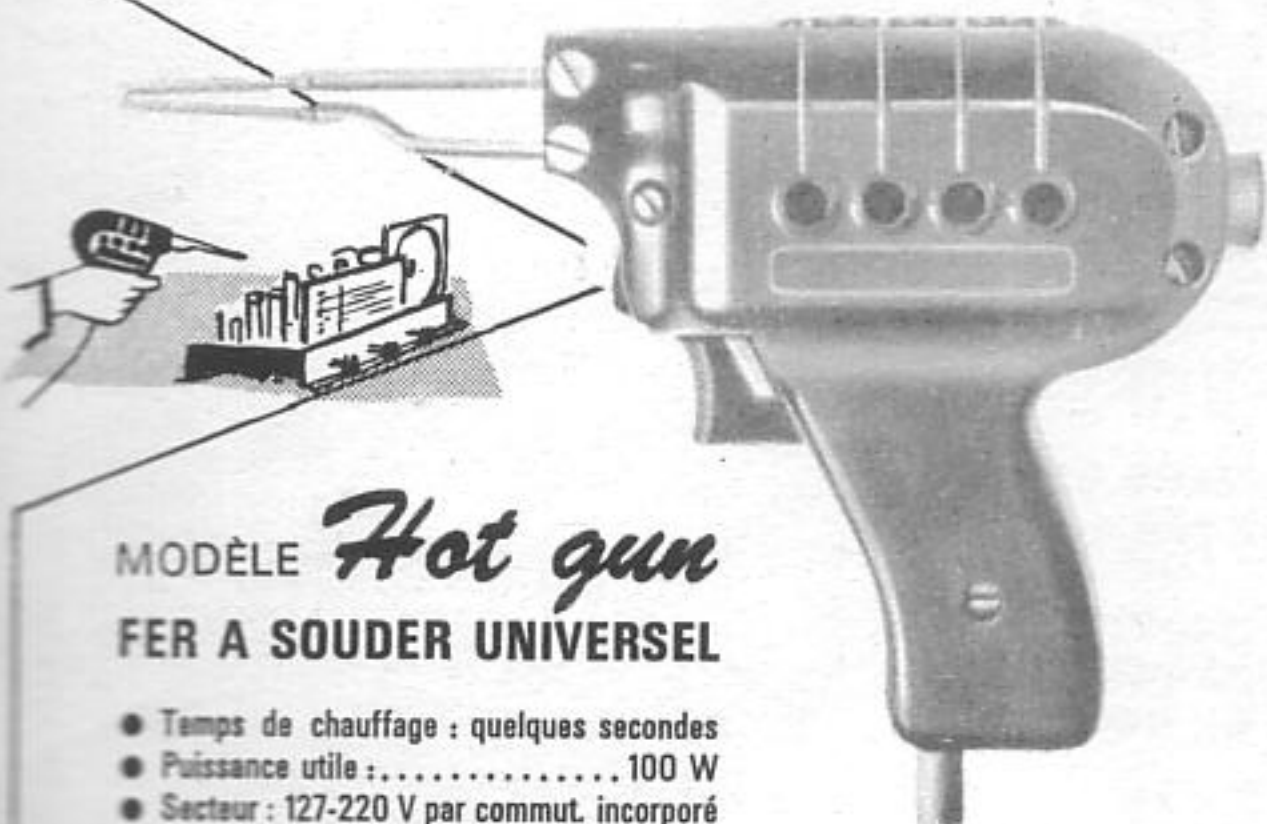
La photographie représente le lecteur de bande avec deux têtes de répétition montées à 180° l'une de l'autre sur la périphérie d'un disque rotatif qui peut tourner à des vitesses correspondantes à 95 mm ou 190 mm de longueur de bande par seconde. Des préamplificateurs séparés à transistors sont placés au voisinage des têtes de répétition et leur impédance de sortie est adaptée aux circuits extérieurs avant les connexions par bagues collectrices.

Les pistes inférieures comportent des dispositifs d'enregistrement et d'effacement de signaux qui peuvent être utilisés pour l'étude ultérieure des sons vœux inscrits sur la piste supérieure.

Une bobine de bande préalablement enregistrée est maintenue immobile autour du bord du disque tournant et des guides fixes permettent de régler la longueur de bande qui vient au contact du disque selon le nombre de mots à examiner au cours d'un essai déterminé.

Les sons dont l'audition est défectueuse au cours d'essais de conversation peuvent être extraits par cet appareil et analysés en détail.

DE BONNES SOUDURES EXIGENT
le FER A SOUDER **Superflash**



MODÈLE **Hot gun**
FER A SOUDER UNIVERSEL

- Temps de chauffage : quelques secondes
- Puissance utile : 100 W
- Secteur : 127-220 V par commut. incorporé
- Isolement : 5.000 V en essais de pointe
1.500 V en continu
- Interchangeabilité de la panne
- Eclairage puissant de la zone à souder
- Fonctionnement normal intermittent : plusieurs dizaines de milliers d'opérations.

- FORME RATIONNELLE
- COLORIS FONCTIONNEL
- MATIÈRE : MÉLAMINE
- SÉCURITÉ ABSOLUE

★ Chaque pistolet est livré en coffret plastique avec bobine de soudure et pinceau métallique pour nettoyage de la panne.

DOCUMENTATION GRATUITE SUR SIMPLE DEMANDE A
SUPERTONE 98, RUE PAUL-VAILLANT-COUTURIER
LEVALLOIS (SEINE) • TÉL. PER. 22-52

REMISE spéciale AUX LECTEURS SE
RECOMMANDANT DE "VOTRE CARRIÈRE"...

Agence PUBLITEC 1246

mesurer c'est savoir!

(GEORGES OHM)

CONSULTEZ

RADIO-CONTROLE

IL VOUS EXPOSERA LES AVANTAGES MULTIPLES DE SA GAMME D'APPAREILS DE MESURE

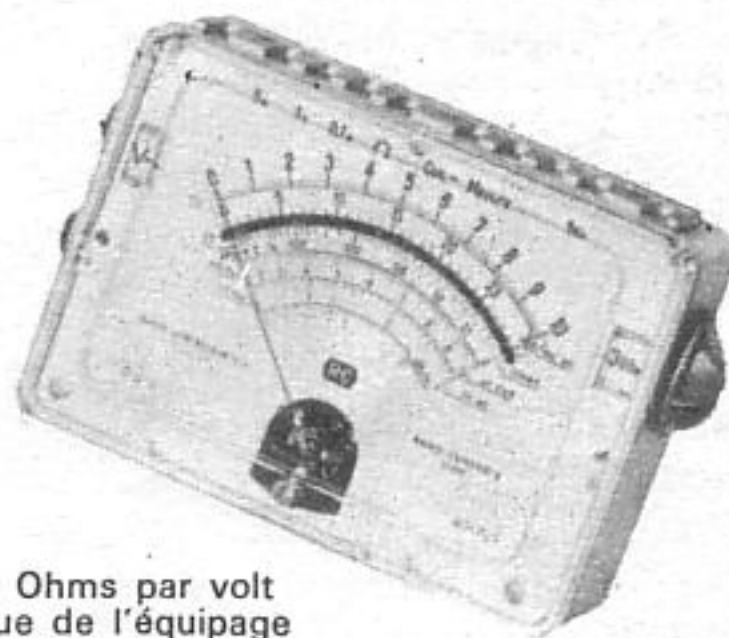
VOICI LE

**SUPER CONTROLEUR
DE POCHE
TYPE SC 3**

50.000 Ω par Volt !

Ses avantages :

- Suppression des pivots, crapaudines et spiraux
- Résistance interne de 50.000 Ohms par volt
- Protection statique automatique de l'équipage à cadre mobile
- Grand cadran à échelles multiples
- Les sensibilités 300 millivolts et 1 volt en continu 225.000 et 50.000 Ω
- Ohmmètre 4 gammes
- Cache transparent en plexiglas incassable
- Dimensions 160 x 115 x 55 mm
- Poids : 0,850 Kg



EN VENTE CHEZ TOUS LES BONS REVENDUEURS RADIO

RADIO-CONTROLE

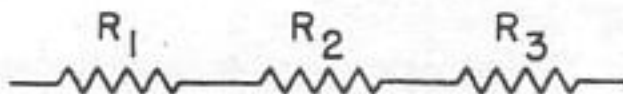
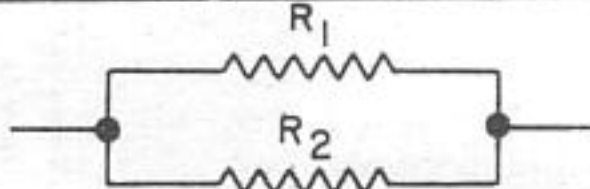
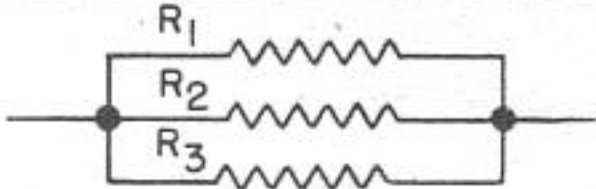
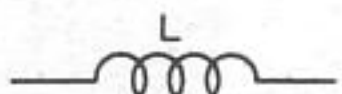
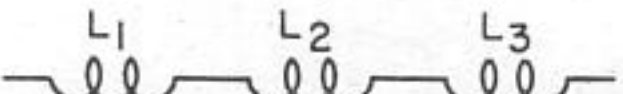
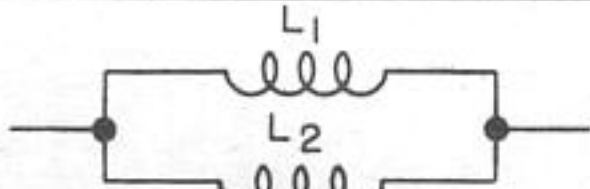
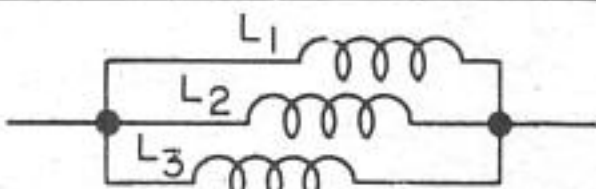
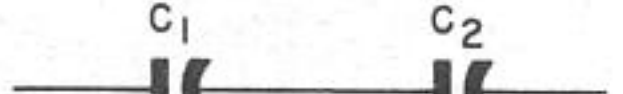
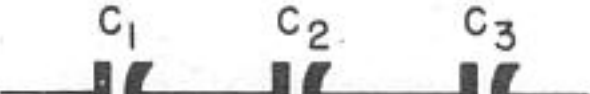
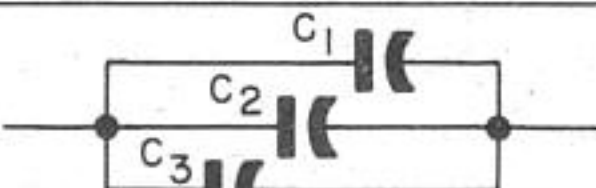
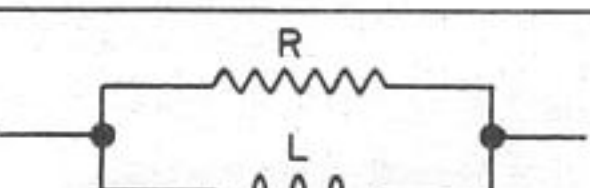
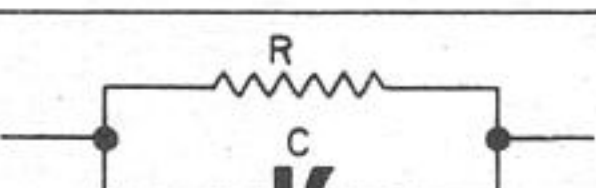
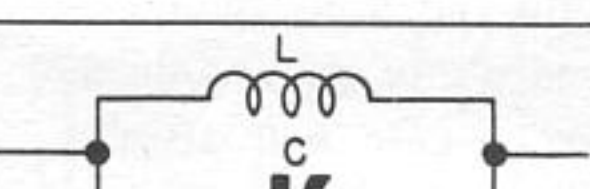
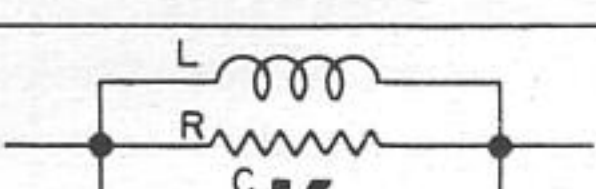
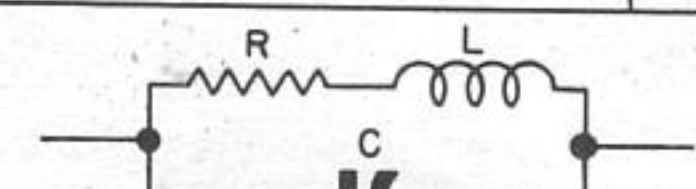
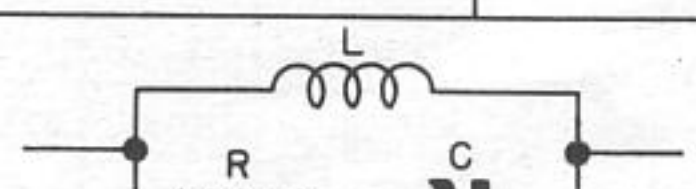
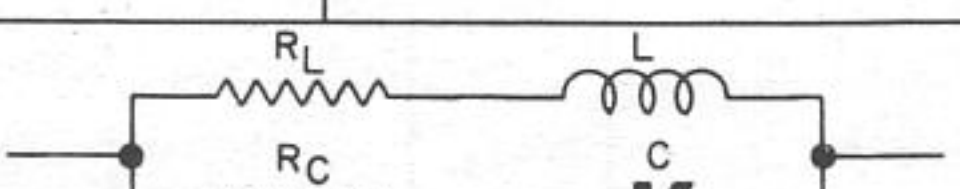
CATALOGUE GRATUIT SUR DEMANDE

141, RUE BOILEAU - LYON (6^e)

TABEAU 79 - TABLEAU RECAPITULATIF POUR LE CALCUL RAPIDE DES CIRCUITS SIMPLES ET MIXTES CONTENANT R, et C.

La réactance inductive, la réactance capacitive et la résistance ohmique d'un circuit ne peuvent pas être additonnées comme trois résistances d'un circuit en courant continu. Leur opposition totale au courant al-

ternatif est en effet l'impédance. Le tableau suivant en permet le calcul rapide, ainsi que celui de l'angle de phase (symbolisé par la lettre θ) dans les circuits élémentaires simples et complexes.

 $Z = R$ $\theta = 0^\circ$	 $Z = R_1 + R_2 + R_3 \dots \text{etc}$ $\theta = 0^\circ$	 $Z = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ $\theta = 0^\circ$	 $Z = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \dots \text{etc}}$ $\theta = 0^\circ$
 $Z = X_L$ $\theta = +90^\circ$	 $Z = X_{L_1} + X_{L_2} + X_{L_3} \dots \text{etc}$ $\theta = +90^\circ$	 $Z = 2\pi f \left(\frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \right)$ $\theta = +90^\circ$	 $Z = \frac{1}{\frac{1}{X_{L_1}} + \frac{1}{X_{L_2}} + \frac{1}{X_{L_3}} \dots \text{etc}}$ $\theta = +90^\circ$
 $Z = X_C$ $\theta = -90^\circ$	 $Z = \frac{1}{2\pi f} \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \right)$ $\theta = -90^\circ$	 $Z = X_{C_1} + X_{C_2} + X_{C_3} \dots \text{etc}$ $\theta = -90^\circ$	 $Z = \frac{1}{\frac{1}{X_{C_1}} + \frac{1}{X_{C_2}} + \frac{1}{X_{C_3}} \dots \text{etc}}$ $\theta = -90^\circ$
 $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$ $\theta = \arctan \frac{X_L}{R}$	 $Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$ $\theta = \arctan \frac{X_C}{R}$	 $Z = \frac{R X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$ $\theta = \arctan \frac{R}{X_L}$	 $Z = \frac{R X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$ $\theta = \arctan \frac{R}{X_C}$
 $Z = X_L - X_C$ $\theta = 0^\circ \text{ quand } X_L = X_C$	 $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$ $\theta = \arctan \frac{X_L - X_C}{R}$	 $Z = \frac{X_L X_C}{X_L + X_C}$ $\theta = 0^\circ \text{ quand } X_L = X_C$	 $Z = \frac{R X_L X_C}{\sqrt{X_L^2 X_C^2 + (R X_L - R X_C)^2}}$ $\theta = \arctan \frac{R X_C - R X_L}{X_L X_C}$
 $Z = X_C \sqrt{\frac{R^2 + X_L^2}{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$ $\theta = \arctan \left(\frac{X_L X_C - X_L^2 - R^2}{R X_C} \right)$	 $Z = X_L \sqrt{\frac{R^2 + X_C^2}{R^2 + (X_L - X_C)^2}}$ $\theta = \arctan \left(\frac{X_L X_C - X_C^2 - R^2}{R X_L} \right)$	 $Z = \sqrt{\frac{(R_L^2 + X_L^2)(R_C^2 + X_C^2)}{(R_L + R_C)^2 + (X_L - X_C)^2}}$ $\theta = \arctan \frac{X_L (R_C^2 + X_C^2) - X_C (R_L^2 + X_L^2)}{R_L (R_C^2 + X_C^2) + R_C (R_L^2 + X_L^2)}$	

— LES FOURNISSEURS DE VOTRE MATERIEL —

ELECTRONIQUE MONTAGE

111, BD RICHARD LENOIR - PARIS XI^e
(métro oberkampf)
SPÉCIALISTE MODULES RÉUSSITE COMPLÈTE
TOUS LES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES
EXPÉDITION PROVINCE

Amateurs, Installateurs, Dépanneurs,
les valises de dépannage Radio TV Sptés
PAUL sont en vente dans toute la France.
5 modèles.
Adresse de nos Agents sur simple demande.
Spécialités Ch. PAUL - 28, rue Raymond Lefebvre
MONTREUIL (Seine) Tél. : 287-54-16

CIBOT RADIO

1 à 3, RUE DE REUILLY - PARIS 12^e
TEL. : DID. 66-90

TOUT L'OUTILLAGE
POUR L'ÉLECTRONIQUE

Catalogue complet de pièces détachées : 5 F

Catalogue de Kit

Ensemble de pièces détachées

Du poste à galène au téléviseur

EXPÉDITION A LETTRE LUE PARIS-PROVINCE

RADIO-BEAUGRENELLE

6, RUE BEAUGRENELLE - PARIS 15^e

Tél. : 828.58.30

TOUTE LA PIÈCE DÉTACHÉE RADIO
LAMPES-TRANSISTORS-TÉLÉVISION
EXPÉDITION PROVINCE

Envoi du tarif contre 3 timbres-lettre

MIEUX QU'UN CATALOGUE !

Tous ceux qui s'intéressent à la radio se doivent de posséder
le **MEMENTO ACER**
VÉRITABLE DIGEST DE L'ÉLECTRONIQUE
TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES
TOUTE UNE GAMME DE MONTAGE EN KIT
ACER Envoi contre 6F pour frais
42bis, rue de Chabrol - PARIS 10^e



80 PAGES contre 2.50 en timbres pour frais d'envoi

• HIFI (amplis - HP - tuners FM - enceintes acoustiques) • Grand choix de pièces détachées • Appareils de mesures • Outillage • Appareils électriques • De nombreuses réalisations • Sur place : un choix énorme à des prix "champion".

Comptoirs CHAMPIONNET

14, RUE CHAMPIONNET - PARIS 18^e

Tél. ORN. 52-08 - C.C.P. 12.358.30 Paris
Métro : Porte de Clignancourt et Simplon

RETEXKIT

CONSTRUISEZ-LE VOUS-MÊME

**KIT POUR RADIO-AMATEURS
KIT D'APPAREILS ÉLECTRONIQUES**

Demandez notre catalogue
sans engagement de votre part

TERA-LEC 51, RUE DE GERGOVIE
PARIS-14^e - SEG. 09-00

MAGNETIC-FRANCE

**SPÉCIALISTE DU "KIT"
PIÈCES DÉTACHÉES POUR :**

Tuners, magnétophones, amplis, orgue électronique, chambre d'échos, réverbérateurs.

- Lampes
- Transistors

SERVICES ET CONSEILS TECHNIQUES

175, RUE DU TEMPLE - PARIS-3^e
ARCHIVES 10-74 Métro : Temple, République

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

Radio-Télévision • Industrie • Télécommande
Chaines Haute Fidélité • Amplis • Tuners FM

RADIO-VOLTAIRE

GROSSISTE OFFICIEL "COPRIM TRANSCO"
GROSSISTE TUBES INDUSTRIELS "RADIOTECHNIQUE"
155, Avenue Ledru-Rollin, PARIS-11^e ROQ. 98-64
R. C. 3086 178 19493 - Révis. - Livre RUM-Plan VOLTAIRE - Autocoll. 44-16-41-76-84 - C.P. 5408-71 PARIS

EMY-RADIO

Spécialiste des grandes marques d'importation

Téléviseurs - Récepteurs - Transistors - Magnétophones
Electrophones - HI-FI - Enceintes acoustiques - Emetteurs
récepteurs - Interphones, etc...

Toutes expéditions en province. Catalogue de nos prix sur
simple demande - 19, rue de l'Ancienne Comédie
PARIS 6^e Tél. : DAN. 63-05

POUR TOUS VOS BESOINS EN COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES ET ENSEMBLES A MONTER SOI-MÊME

AUX CONDITIONS LES PLUS AVANTAGEUSES GRACE A NOTRE FORMULE DE VENTE DIRECTE

Magasins pilotes :

3, RUE LA BOËTIE - PARIS-8^e

9, BD ST-GERMAIN - PARIS-5^e

COGEREL

Départements :

VENTE PAR CORRESPONDANCE

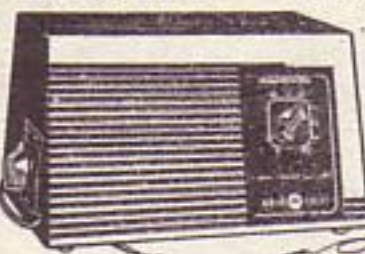
COGEREL - DIJON (cette adresse suffit)

DOCUMENTATION GRATUITE SUR DEMANDE :

Catalogue KITS - CTR 8-493 - Catalogue PD - CTR 9-492

(joindre 4 timbres pour frais d'envoi)

RÉALISEZ VOS
POSTES A TRANSISTORS
LAMPOMETRE
SIGNAL TRACER



**CONTROLEUR
UNIVERSEL**



Economie
Sécurité
Réussite
assurée

Pièces détachées, en ensembles
complets, ou séparées avec schéma
et plans très détaillés

Documentation CA - contre 1,20 F en timbres

TECHNIQUE SERVICE

fermé le lundi
Métro
Choron

17, Passage Gustave-Lepeu, Paris-11 - Tél. : ROQ. 37-71

CENTRAL-RADIO

35, rue de Rome - PARIS 8^e
522 12-00 et 12-01 CCP 728-45

Expédie dans toute la France toutes
les pièces détachées - Appareils de
mesure et l'outillage du Radio-
électricien.

CATALOGUE contre 4 timbres,
conseillers techniques à votre
disposition à nos magasins.

LE GRAND SPECIALISTE

des Petits Montages Récepteurs de Radio
et de la Radiocommande des Modèles Réduits.
- Ouvrages pour débutants -

Envoi du catalogue général contre 3 F

PERLOR-RADIO
16, R. Hérold, Paris (1^{er}) - Tél. CEN. 65-50

POUR
REUSSIR
A
COUP SUR ?
ESSAYEZ AVEC NOS
**SCHEMAS
GRANDEUR
NATURE**

MONTAGES FACILES

AMPLIS GUITARE 3 A 50 W
125 SCHÉMAS DE LAMPES
REMISE 25 à 30 %
SUR LAMPES-MAGNÉTOPHONES

Documentation complète c. 4,50 TP

Soc. **RECTA**

37, Av. LEDRU-ROLLIN - PARIS-12^e

NORD RADIO

TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES ET
ACCESSOIRES DES MEILLEURES MARQUES
A DES PRIX IMBATTABLES

TÉLÉVISEURS - RÉCEPTEURS à transistors
AMPLIS HI-FI - ELECTROPHONES
MAGNÉTOPHONES - INTERPHONES, etc...
Vendus en "KIT" et en ordre de marche.

139, RUE LA FAYETTE, PARIS-10^e

Tél. TRUDAINE 89-44 - Autobus et Métro : GARE DU NORD

TOUS LES MAGNÉTOPHONES
(GRUNDIG, PHILIPS, etc.)
TÉLÉVISEURS - ENCEINTES ACOUSTIQUES
PLATINES TOURNE-DISQUES, etc. (Consultez-nous).