

ECOLE CENTRALE  
*de* ELECTRONIQUE *et*  
D' ELECTRONIQUE

12, RUE DE LA LUNE

PARIS 2<sup>e</sup>

CEN. 78-87

# MODULATION de FRÉQUENCE et de PHASE

L. BOUCHET

Professeur principal  
des classes d'Agent Technique 2<sup>e</sup> Année



## MODULATION DE FREQUENCE ET DE PHASE

### GENERALITES.

A partir d'un oscillateur travaillant sur la fréquence  $F$ , on se propose de recueillir un signal d'amplitude constante et de fréquence variable. Les variations de fréquence  $\Delta F$  positives ou négatives sont alors comparables aux crêtes et aux creux qui caractérisent la modulation d'amplitude.

Nous verrons que les  $\Delta F$  peuvent être obtenus directement en agissant sur la fréquence de l'oscillateur, ou indirectement, si l'on peut dire, en agissant sur la phase de la tension H.F. La restriction provenant du fait que fréquence et phase sont nécessairement liées ( $\varphi = 2\pi F t$ ) et que la variation de l'une entraîne naturellement la variation de l'autre.

Si la modulation est linéaire,  $\Delta F$  ne dépend que de l'amplitude du signal modulateur ; la fréquence de celui-ci impose le rythme de la modulation, autrement dit, fixe le nombre de  $\Delta F$  par seconde.

Au long de ce premier chapitre nous pourrions constater qu'en modulation de fréquence (F.M) ou en modulation de phase (P.M) la fréquence ou la phase varie, comme varie l'amplitude dans le cas de la modulation d'amplitude (A.M).

Les figures ci-dessous permettent d'établir la comparaison.

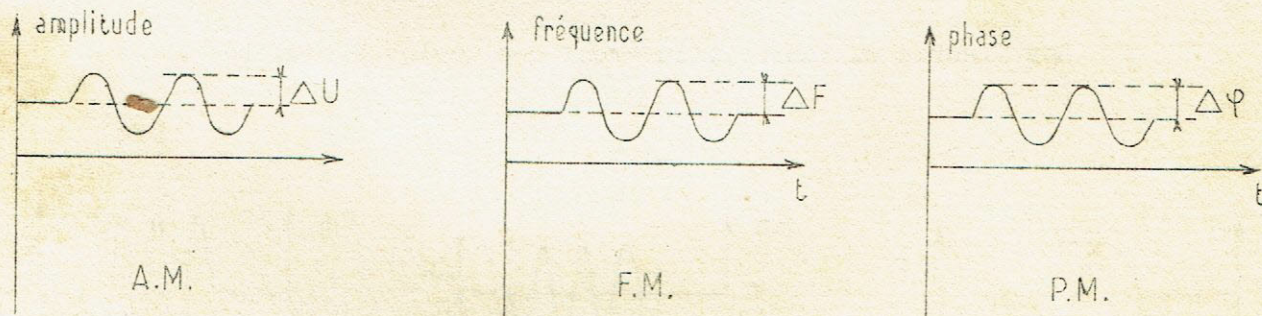


Fig.1

### Définitions préliminaires.

Nous appellerons :

- a)  $i = I \sin \omega t$  et  $u = U \sin \omega t$  courant et tension H.F.
- b)  $i = I' \sin \omega' t$  et  $u' = U' \sin \omega' t$  courant et tension B.F.

Expression de la fréquence instantanée.

Comme on l'a dit plus haut, la variation de fréquence ne dépend que de l'amplitude du signal modulateur ; il s'agit bien entendu de l'écart maximum de fréquence. Etant donné la loi de variation de  $u'$ , nous pouvons écrire :

$$df = f(u') = f(U' \sin \omega' t)$$

soit :  $df = \Delta F \sin \omega' t$  avec  $\Delta F = f(U')$

La valeur instantanée de la fréquence devient :

$$F_m = F + \Delta F \sin \omega' t \quad (1)$$

$$d'où : \omega_m = \omega + \Delta \omega \sin \omega' t \quad (2)$$

$F_m$  varie donc entre deux limites,  $F + \Delta F$  et  $F - \Delta F$  imposées par  $U'$ .

Exemple :

Si pour une tension  $U' = 5 \text{ V}$  et une fréquence  $F'$  de 1000 Hz on obtient  $\pm 10 \text{ kHz}$  de variation, en doublant  $U'$  on double  $\Delta F$ . Une question peut être alors posée : deux signaux de même amplitude mais de fréquence différente font-ils apparaître le même  $\Delta F$  ? On peut répondre par l'affirmative, mais en soulignant que le nombre de  $\Delta F$  par seconde n'est pas le même dans les 2 cas. Pour  $F' = 1000 \text{ Hz}$  il y aura 1000 variations positives et négatives par seconde, pour  $F' = 3000 \text{ Hz}$ , il y en aura 3000 par seconde.

Les figures suivantes illustrent ces quelques exemples .

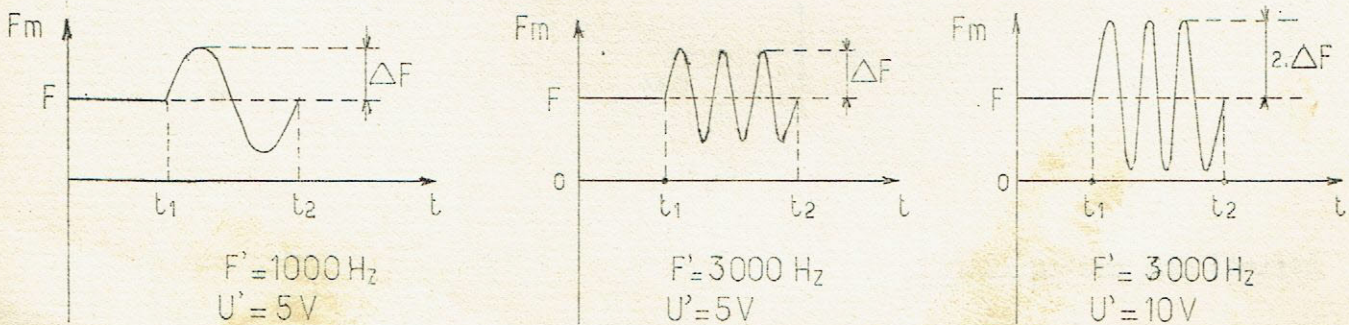


Fig.2

U'	F'	$\pm \Delta F$
5 V	1000 Hz	$\pm 10$ kHz
5 V	3000 Hz	$\pm 10$ kHz
10 V	3000 Hz	$\pm 20$ kHz

Expression du courant modulé.

Nous connaissons maintenant l'expression de  $F_m$ , celle du courant instantané n'est pas moins utile.

En partant de :  $i_m = I_m \sin \varphi$  il faut établir une relation entre la phase et la fréquence. Sachant que :

a)  $\omega_m = \omega + \Delta \omega \sin \omega' t$

b)  $\omega_m dt = d\varphi$

on obtient finalement :

$$\varphi = \int (\omega + \Delta \omega \sin \omega' t) dt$$

c'est-à-dire:  $\varphi = \omega t - \frac{\Delta \omega}{\omega'} \cos \omega' t$  (3)

d'où:  $i_m = I_m \sin(\omega t - \frac{\Delta \omega}{\omega'} \cos \omega' t)$  (4)

On voit qu'à la phase de la porteuse  $\omega t$  s'ajoute une quantité variable  $-\frac{\Delta \omega}{\omega'} \cos \omega' t$ . Cette variation de phase  $\Delta \varphi$ , comme nous allons le montrer, est indissociable de la variation de fréquence.

En effet, soit un vecteur d'amplitude  $I$ , tournant à la vitesse  $\omega$ , représentatif de la fonction :

$$i = I \sin \omega t$$

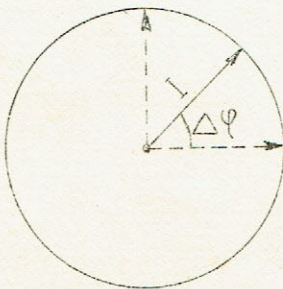


Fig 3

Lorsque la fréquence varie,  $\omega$  croît et décroît, autrement dit, le mouvement du vecteur est accéléré et ralenti. Il est facile alors, d'imaginer ses positions en avant et en arrière de celle qu'il occuperait en l'absence de modulation (fig.3)

Remarques :

1°) La variation de phase  $\Delta \varphi$  peut atteindre plusieurs centaines et même plusieurs milliers de degrés.

Exemple :

$$\frac{\Delta \omega}{\omega'} = \frac{\Delta F}{F'} = \frac{10^4}{1000} = 10 \text{ radians}$$

$\frac{\Delta \omega}{\omega'}$  comme  $\omega t$  s'exprime nécessairement en radian. L'homogénéité de la relation (4) impose en effet cette unité.

2°)  $I_m$  peut être remplacé par  $I$ , courant H.F., puisque seules, fréquence et phase sont affectées par la modulation.

Modulation de phase :

Tout ce qui a été dit en F.M. à propos de la fréquence est valable en P.M. en ce qui concerne la phase.

Pour une modulation linéaire,  $\Delta \varphi$  dépend de  $U'$  et le nombre de  $\Delta \varphi$  par seconde de  $F'$  (voir figure 4).

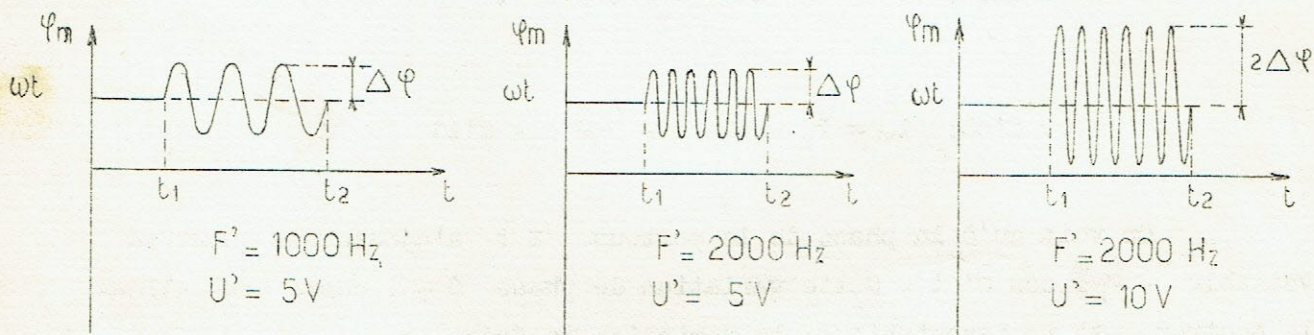


Fig. 4.

En cours de modulation on aura donc :

$$\varphi_m = \omega t + d\varphi$$

mais dans la mesure où  $d\varphi = f(u')$  on a également :

$$d\varphi = \Delta \varphi \sin \omega' t$$

$$\text{d'où : } \varphi_m = \omega t + \Delta \varphi \sin \omega' t \quad (5)$$

La valeur instantanée du courant modulé peut être tirée de la formule générale proposée plus haut dans lequel  $\varphi$  devient  $\varphi_m$ .

$$i_m = I_m \sin (\omega t + \Delta \varphi \sin \omega' t) \quad (6)$$

Sachant que  $\Delta \varphi = f (U')$  on comprend aisément les résultats consignés dans le tableau suivant :

U'	F'	$\pm \Delta \varphi$
5 V	1000 Hz	$\pm 0,2$ radian
5 V	2000 Hz	$\pm 0,2$ radian
10 V	2000 Hz	$\pm 0,4$ radian

La F.M s'accompagne, nous l'avons vu, d'une variation de phase ; on peut imaginer en P.M le phénomène inverse.

Pour vérifier, cherchons l'expression de la fréquence instantanée. A partir de la relation (5) :

$$\varphi_m = \omega t + \Delta \varphi \sin \omega' t$$

on obtient :

$$\omega_m = \frac{d\varphi_m}{dt} = \frac{d(\omega t + \Delta \varphi \sin \omega' t)}{dt}$$

En dérivant  $\varphi_m$  par rapport au temps, on a :

$$\omega_m = \omega + \omega' \Delta \varphi \cos \omega' t$$

ou encore :

$$F_m = F + F' \Delta \varphi \cos \omega' t \quad (7)$$

A la fréquence de la porteuse, s'ajoute bien une quantité variable  $F' \Delta \varphi \cos \omega' t$  d'amplitude  $F' \Delta \varphi$ .

Cette variation de fréquence est indissociable de la P.M. En effet, soit un vecteur d'amplitude  $I$ , tournant à la vitesse angulaire  $\omega$ . Pour qu'il y ait variation de la phase (déphasage avant et arrière) il faut admettre une accélération et un freinage du mouvement ; ce qui ne peut s'expliquer que par accroissement et diminution de  $\omega$  et de  $F$ . Il y a lieu de remarquer que la variation de fréquence  $\Delta F = F' \Delta \varphi$  dépend ici non seulement de  $U'$ , puisque  $\Delta \varphi = f (U')$ , mais également de la fréquence du signal modulateur.

Remarques :

1°) Le rapport  $\frac{\Delta F}{F'} = n$  est appelé indice ou index de modulation. Cette définition est valable en F.M comme en P.M.  $n$  est défini pour la

plus forte valeur de  $U'$  et pour la fréquence  $F'$  la plus élevée.

La relation 4 nous révèle que l'indice est égale à la variation de phase  $\Delta \varphi$ . C'est encore vrai en P.M où l'on a :  $\Delta F = F' \Delta \varphi$ .

$$\text{En effet } n = \frac{\Delta F}{F'} = \frac{F' \Delta \varphi}{F'} = \Delta \varphi.$$

Une différence subsiste toutefois :

alors qu'en F.M ,  $n$  dépend de  $U'$  et de  $F'$  , en P.M , seule intervient  $U'$

2°) Puisque l'indice de modulation est égal à la quantité  $\frac{\Delta F}{F'}$  ,  
 $n$  s'exprime en radian.

3°) Ces quelques démonstrations ont permis de vérifier les premières affirmations, à savoir que F.M et P.M forment un tout. Certes chacun de ces deux procédés possède des propriétés particulières, propriétés que l'on a soulignées, mais on arrive néanmoins à la conclusion suivante : la variation de fréquence peut être obtenue soit par F.M soit par P.M . Dans le deuxième cas cependant le  $\Delta F$  est généralement faible.

## MODULATEURS

### I - MODULATION DE FREQUENCE.

Pour moduler la fréquence d'un oscillateur il faut agir soit sur l'inductance de la bobine du circuit accordé, soit sur la capacité du condensateur.

On peut d'ailleurs montrer aisément que la variation de fréquence qui en résulte est directement proportionnelle à  $\Delta C$  ou à  $\Delta L$ , à condition toutefois que les variations relatives :

$$\frac{\Delta C}{C} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta L}{L}$$

ne dépassent pas un maximum de l'ordre de 10% .

$$\text{On sait en effet que } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = a C^{-\frac{1}{2}} \text{ avec } a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}}$$

En dérivant  $f$  par rapport à  $C$  on a :

$$\frac{df}{dC} = -\frac{1}{2} \frac{f}{C}$$

ou encore :

$$\frac{df}{f} = -\frac{1}{2} \frac{dC}{C}$$

En partant de  $f = b L^{-\frac{1}{2}}$  avec  $b = \frac{1}{2\pi\sqrt{C}}$  on obtiendrait un résultat analogue :

$$\frac{df}{f} = -\frac{1}{2} \frac{dL}{L}$$

Par conséquent, les modulateurs que nous allons étudier ne se différencieront que par les moyens adoptés pour modifier  $L$  ou  $C$ .

#### 1°) Modulation par microphone électrostatique.

Le microphone électrostatique qui se classe parmi les microphones de haute fidélité, est formé, comme un condensateur, de deux armatures métalliques. L'une d'elles joue le rôle d'une membrane qui en vibrant produit des variations de capacité et par conséquent des variations de fréquence de l'oscillateur.

Malheureusement, l'excursion est insuffisante, et il est difficile d'obtenir même après multiplication les 75 kHz que l'on impose généralement en pratique. Par ailleurs, la modulation de fréquence n'est pas



toujours conforme à l'information que l'on désire transmettre. C'est pourquoi, bien que simple, ce montage n'est pas utilisé en radiodiffusion.

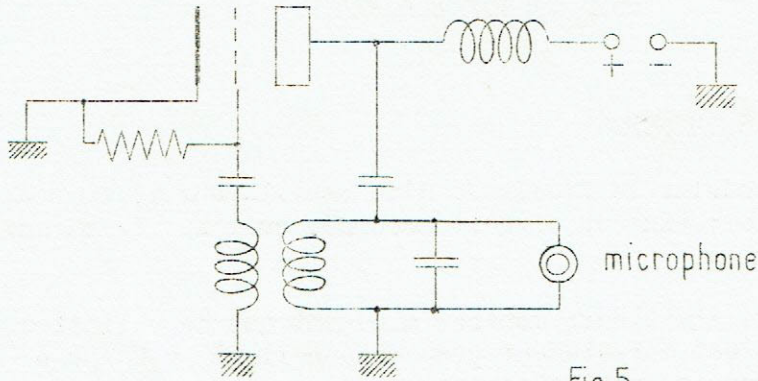


Fig.5

2°) Par tube de glissement.

On met ici l'effet Miller à profit. Cet effet est généralement nuisible dans le cas de l'amplificateur, puisque de lui dépend non seulement la valeur de la capacité d'entrée, mais également tout ce qui se rattache à celle-ci : diminution de gain et oscillations parasites.

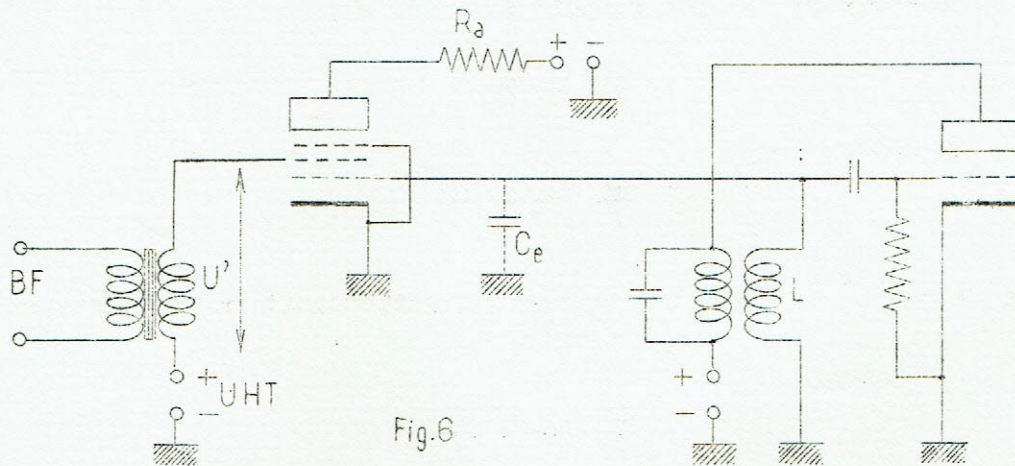


Fig.6

Dans le cas de la modulation de fréquence, on dispose l'espace grille cathode d'un tube penthode en parallèle sur l'oscillateur. Sachant que la valeur de la capacité d'entrée peut être tirée de la relation suivante :

$$C_e = C_{gk} + C_{ag} (1 + G)$$

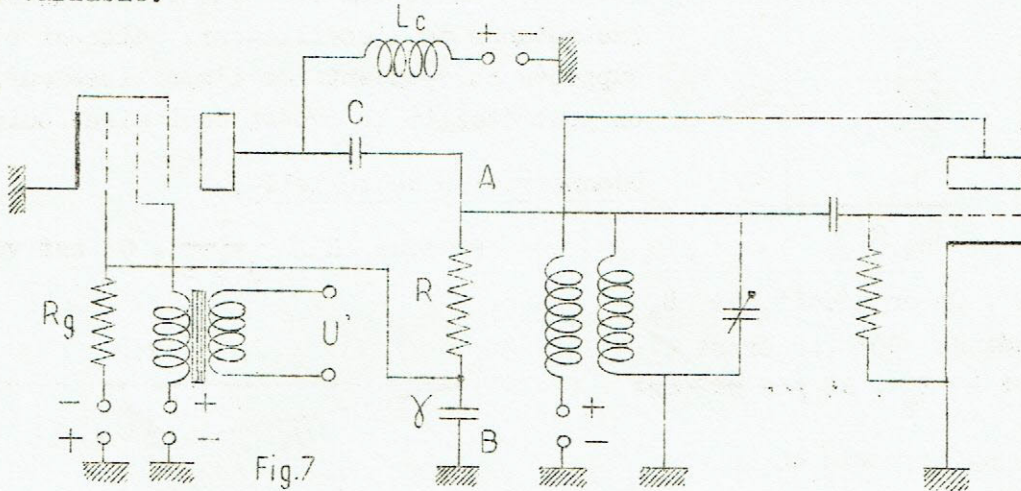
on voit qu'il faut modifier  $G$  pour changer  $C_e$ .

Dans ce but on insère la source B.F. dans le circuit d'écran. Le potentiel de cette électrode varie alors de part et d'autre de  $U_{HT}$  entre deux limites imposées par  $U'$  et les variations de pente qui en découlent, entraînent celles de  $G$ , de  $C_e$  et finalement de la fréquence de l'oscillateur.

La résistance  $R_a$  justifie le gain du tube modulateur. Dans le cas du montage, le circuit oscillant est constitué par  $L$  et par la capacité d'entrée de la penthode  $C_e$ .

3°) Par tube à réactance.

C'est un tube à charge réactive qui, placé aux bornes du C.O. d'un étage oscillateur, se comporte comme une capacité ou une inductance variable.



En appelant A et B les bornes de sortie du tube à réactance, nous devons démontrer que  $Z_{AB}$  est équivalente à  $\frac{1}{C \omega}$  ou à  $L \omega$ .

a) Réactance d'induction.

Dans le cas de la figure ci-dessus et en posant  $R \gg \frac{1}{j \gamma \omega}$  on peut écrire :

$$U_{\gamma} = \frac{U_{AB}}{R} \cdot \frac{1}{j \gamma \omega}$$

La tension qui apparaît aux bornes de  $\gamma$  est appliquée entre grille et cathode. Pour le tube penthode  $U_{\gamma}$  représente donc la tension incidente  $E_g$ .

Sachant que  $S E_g = S U_{\gamma} = I_a$  on obtient finalement :

$$I_a = \frac{S \cdot U_{AB}}{R j \gamma \omega}$$

$$\text{d'où : } Z_{AB} = \frac{U_{AB}}{I_a} = \frac{j R \gamma \omega}{S}$$

L'expression de  $Z_{AB}$  est semblable à celle de la réactance d'un bobinage, d'inductance  $L = \frac{R \gamma}{S}$ .

Bien entendu, il ne suffit pas de placer une inductance aux bornes de l'oscillateur, encore faut-il en changer la valeur, afin d'atteindre le but fixé : moduler la fréquence.

C'est en appliquant la tension modulatrice, sur la grille écran par exemple, autrement dit en changeant  $S$  que l'on y parvient.

Il importe de noter que le C.O. est non seulement amorti par  $R$  mais également par la résistance interne du tube penthode.

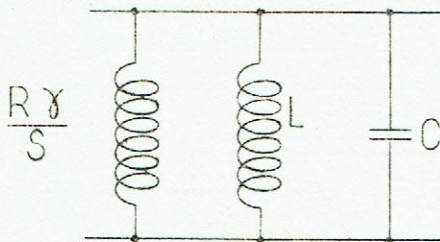


Fig.8

sin de  $0^\circ$ . On en déduit que  $U_a$  est déphasée de  $90^\circ$  en avant par rapport à  $E_g$ , et par rapport à  $I_a$ .  
Le montage se comporte comme une bobine.

En ce qui concerne la fréquence instantanée de l'oscillateur, celle-ci étant supposée indépendante de l'amortissement, on peut établir le schéma équivalent suivant :

Démonstration vectorielle.

Puisque  $R \gg \frac{1}{j \gamma \omega}$ ,  $\varphi$  est voi-

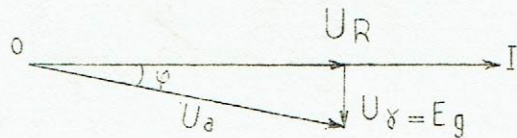


Fig.9

b) Réactance de capacité .

On inverse les positions de  $R$  et  $\gamma$ . Si  $R \ll \frac{1}{j \gamma \omega}$  on a :  
 $U_R \neq j U_{AB} R \gamma \omega$  or  $U_R = E_g$ .

On a donc :  $S E_g = S j U_{AB} R \gamma \omega = I_a$

$$\text{d'où : } \frac{U_{AB}}{I_a} = Z_{AB} = \frac{1}{j S R \gamma \omega}$$

Le montage se comporte comme un condensateur de capacité :  
 $C = S R \gamma$ .

Comme dans le cas précédent il suffit de faire varier  $S$  pour moduler la fréquence de l'oscillateur.

Si  $R$  est négligeable devant  $\frac{1}{j \gamma \omega}$ , le condensateur  $\gamma$  est en parallèle sur le C.O. par ailleurs amorti par la résistance interne du tube penthode.

On arrive au schéma équivalent suivant.

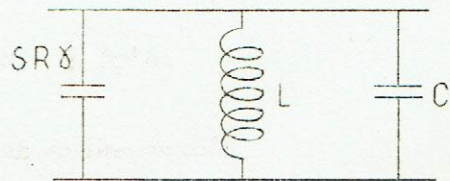


Fig.10

Démonstration vectorielle.

Puisque  $R \ll \frac{1}{j \gamma \omega}$   $\varphi$  est voisin de  $90^\circ$ .

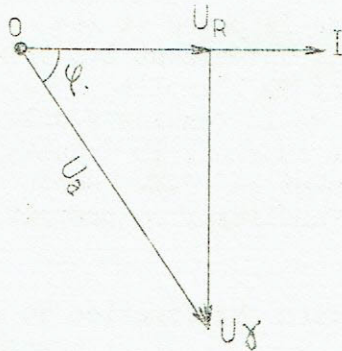


Fig.11

Sachant que  $U_R = E_g$  et que  $I_a$  est en phase avec  $E_g$ , on en déduit que  $I_a$  est en avance de  $\frac{\pi}{2}$  sur  $U_a$ .

L'ensemble se comporte comme un condensateur.

Remarques :

1°) Si l'on tient compte à la fois de R et de  $\gamma$  on peut établir les relations suivantes :

$$a) \quad Z_{AB} = \frac{1}{S} + \frac{j R \gamma \omega}{S} \quad \text{car} \quad E_g = \frac{U_{AB} \cdot j \gamma \omega}{\left( R + \frac{1}{j \gamma \omega} \right)}$$

$$b) \quad Z_{AB} = \frac{1}{S} + \frac{1}{j R \gamma \omega S} \quad \text{car} \quad E_g = \frac{U_{AB} \cdot R}{\left( R + \frac{1}{j \gamma \omega} \right)}$$

2°) La capacité C isole la grille de commande de la  $V_{HT}$ .

II - MODULATION DE PHASE.

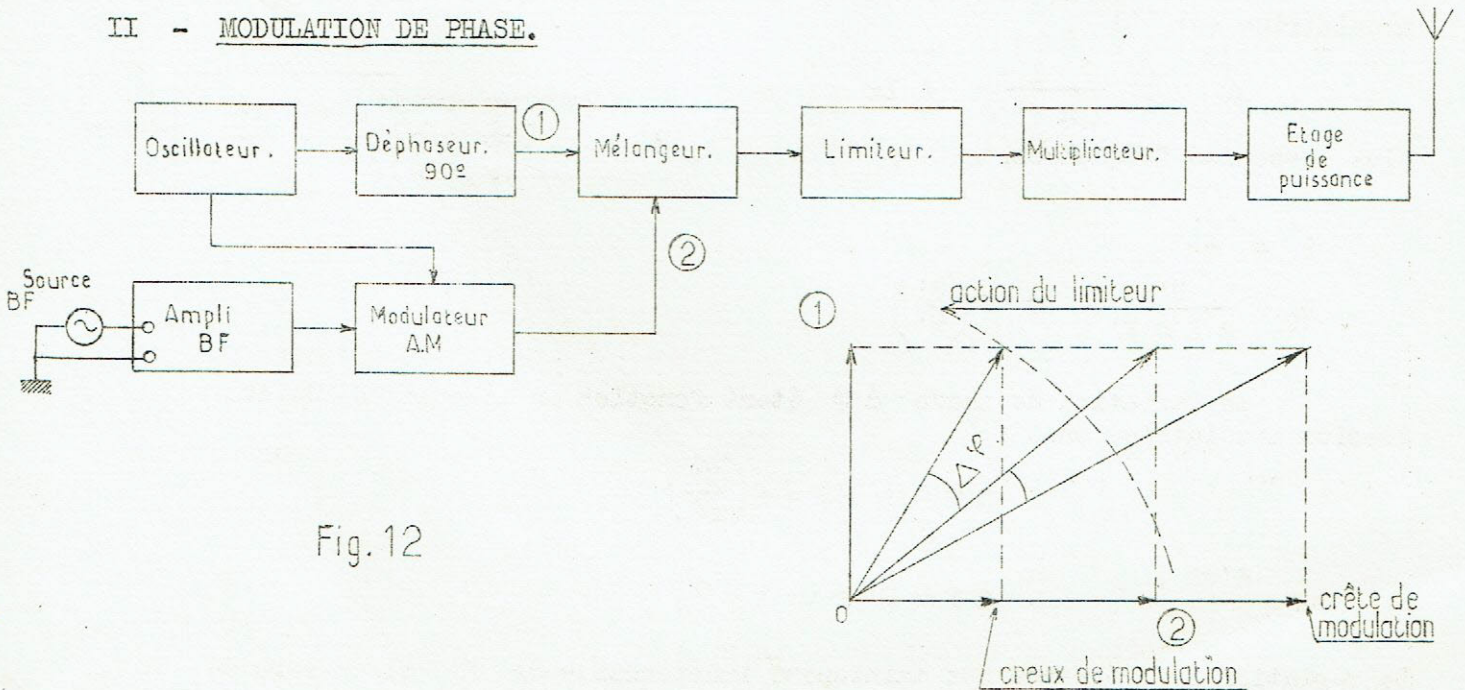


Fig.12

Ici la variation de phase est obtenue par mélange de deux signaux d'amplitudes différentes et déphasés de  $90^\circ$ . Le premier de ces signaux, constant en amplitude, est livré par un oscillateur piloté par quartz ; le second, de même fréquence puisque issu de la même source est modulé en amplitude.

Le diagramme vectoriel montre les variations de la phase et les positions extrêmes du vecteur résultant. Ces positions caractérisent les crêtes et les creux de modulation et dépendent naturellement de l'amplitude du signal modulateur. On remarque également les variations de la tension résultante. C'est pourquoi un limiteur est prévu. Ainsi seule subsiste la modulation de phase. Les variations de fréquence qui accompagnent la P.M. sont trop faibles pour assurer une bonne réception et pour l'améliorer on prévoit des multiplicateurs.

On verra plus loin que la qualité de la réception est fonction de l'indice de modulation ( $n = \frac{\Delta F}{F'}$ ) et en particulier que le rapport signal sur bruit croît avec  $n$ .

D'après la relation (7) on remarque que la variation de fréquence est proportionnelle à  $F'$  ( $\Delta F = F' \Delta \phi$ ). Dans ce cas, la tension livrée par le démodulateur d'un récepteur F.M. dépend de  $F'$  : il y a distorsion de fréquence. Pour y remédier on insère un circuit R.C. entre la source B.F. et l'étage modulateur. On obtient ainsi un signal ayant toutes les caractéristiques d'un signal modulé en fréquence.

Démonstration.

Dans le cas du montage ci-contre on voit que la tension modulatrice est  $U'_C$ .

Si  $R \gg \frac{1}{2 \pi F' C}$  à la plus basse des fréquences, on a :

$$I = \frac{U'}{R}$$

$$U'_C = \frac{U'}{R 2 \pi F' C} = f \left( \frac{U'}{F'} \right)$$

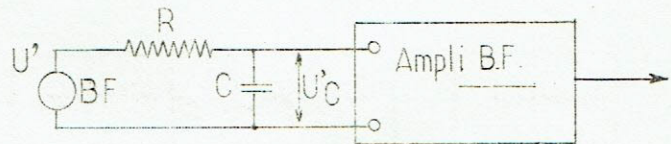


Fig.13

La variation de phase  $\Delta \phi$  étant fonction de l'amplitude de la tension modulatrice on a :

$$\Delta \phi = f(U'_C) = f \left( \frac{U'}{F'} \right)$$

d'où :

$$\Delta F = F' \Delta \phi = f(U')$$

La variation de fréquence est maintenant indépendante de  $F'$  il en sera de même de la tension livrée par le démodulateur.

Remarque :

Pratiquement on peut être amené à favoriser les fréquences élevées (voir circuit de préaccentuation) dans le but d'améliorer le rapport signal sur bruit du récepteur. Dans ce cas il suffit de supprimer le circuit R.C.

Modulateur d'Armstrong.

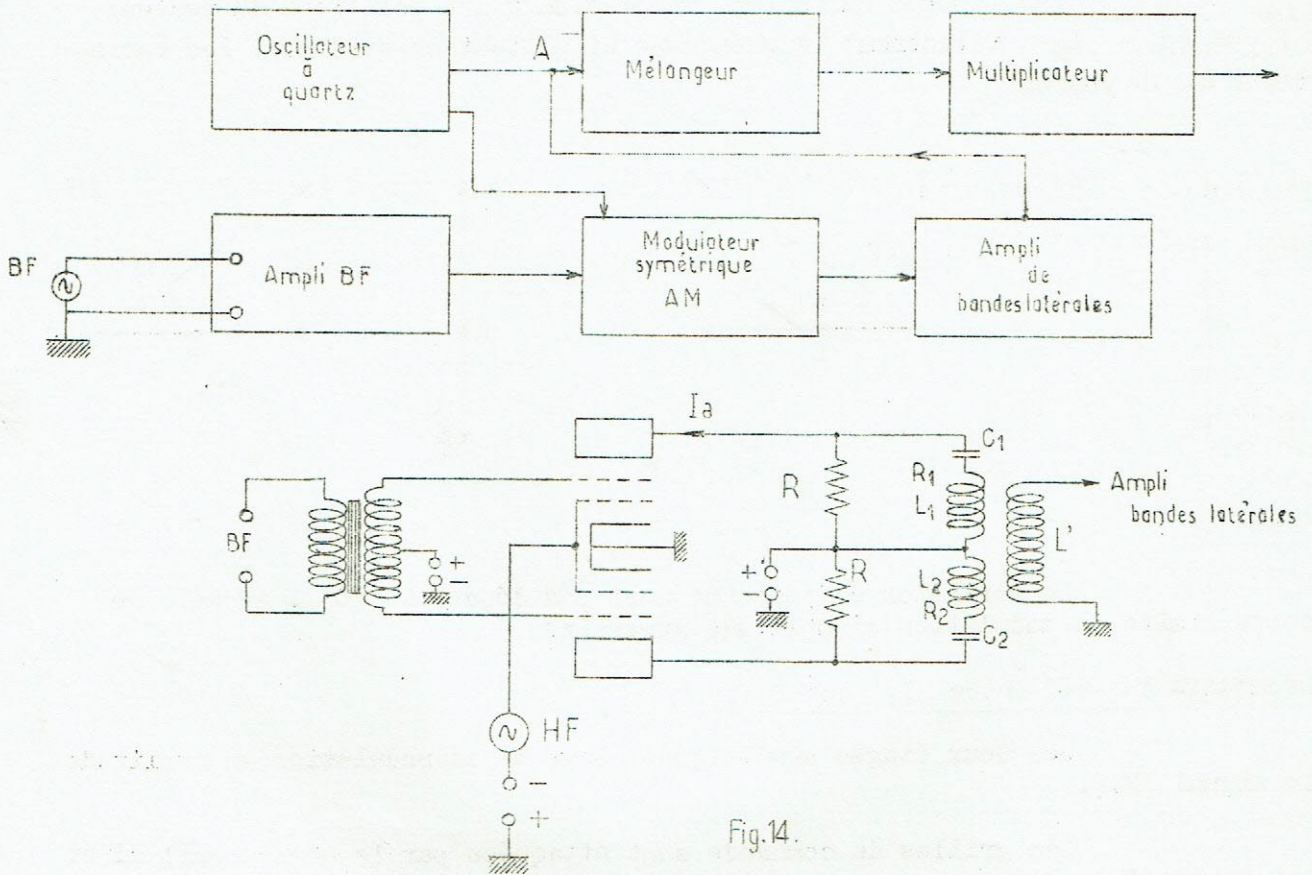


Fig.14.

Au point A on superpose deux courants  $I_1$  et  $I_2$  déphasés de  $90^\circ$ . Le premier est d'amplitude constante (fig. 15 (a)) ; le second est un courant modulé en amplitude (fig.15 (b)) dont on a éliminé la composante centrale (fig.15 (c)). Les vecteurs représentatifs O A , O B et O C tournent respectivement autour du point O avec les vitesses angulaires  $\omega$  ,  $\omega + \omega'$  et  $\omega - \omega'$  . En supposant O A immobile ( $\omega = 0$ ) on peut dire que O B et O C sont animés de la même vitesse  $\omega'$  mais qu'ils tournent en sens inverse (fig.15 (d)).

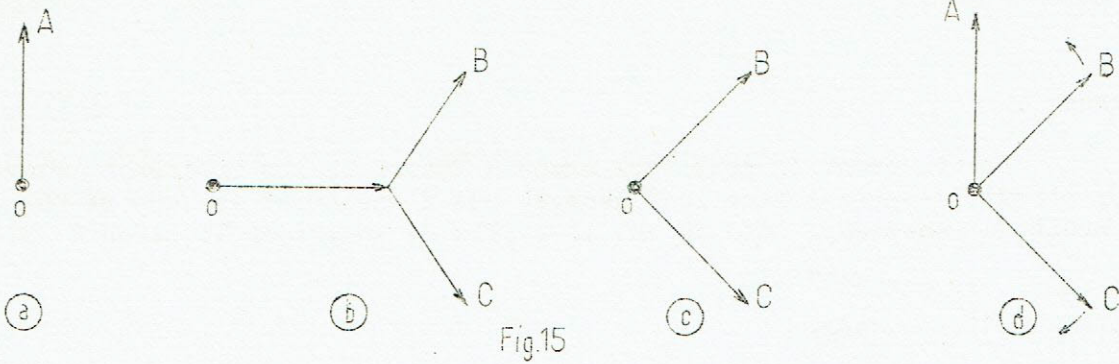


Fig.15

Les figures suivantes, en précisant les positions du vecteur  $\vec{I} = \vec{I}_1 + \vec{I}_2$  illustrent le phénomène et mettent en évidence les variations de la phase.

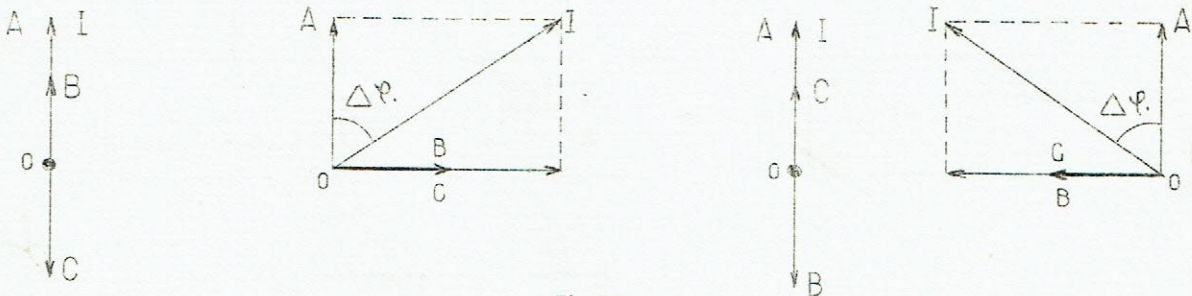


Fig.16

Remarque :

La variation de phase ne doit pas dépasser  $30^\circ$ . Au delà de cette limite la modulation d'amplitude apparaît.

Déphasage de  $90^\circ$  entre  $I_1$  et  $I_2$ .

Les deux étages symétriques assurent la modulation en amplitude du signal H.F.

Les grilles de commande sont attaquées par le même signal HF et le potentiel des écrans varie au rythme de tensions B.F. égales et opposées.

Les circuits anodiques sont accordés et l'impédance de charge d'un tube, non réactive, a pour expression :  $R_a = \frac{R_1 R}{R_1 + R}$

$R_a$  étant négligeable devant  $\rho$  on a :

$$I_{a1} = S E_g$$

$I_{L1}$ , une fraction de  $I_a$ , étant en phase avec  $E_g$  la f.é.m induite dans  $L'$  ( $e = j M \omega I_{L1}$ ) est déphasée de  $90^\circ$ .

Le signal HF directement appliqué à l'entrée du mélangeur ne subissant pas le déphasage de  $90^\circ$ ,  $I_1$  et  $I_2$  sont donc finalement déphasés de  $\frac{\pi}{2}$ .

Elimination de la composante centrale du signal HF modulé en amplitude.

Les figures ci-dessous représentent les variations des courants anodiques modulés en amplitude par des courants BF opposés en phase.

On a :

$$I_{L1} = (I + I' \sin \omega' t) \sin \omega t$$

$$I_{L2} = (I - I' \sin \omega' t) \sin \omega t$$

Le courant résultant a donc pour expression :

$$I_L = I_{L1} - I_{L2} = 2 I' \sin \omega' t \sin \omega t$$

$$I_L = I' \cos (\omega - \omega') t - I' \cos (\omega + \omega') t$$

La porteuse est bien éliminée.

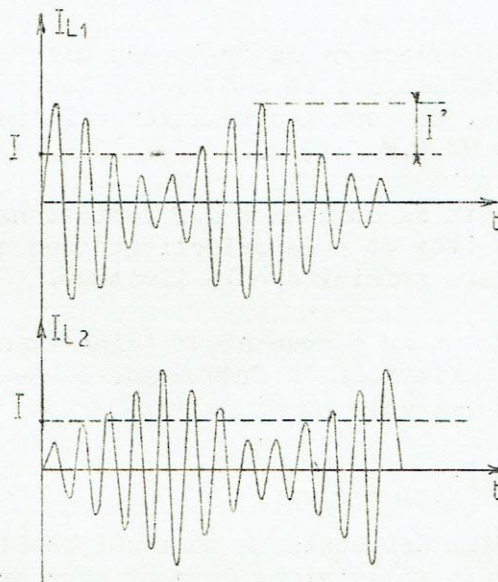


Fig.17



## RECEPTEUR POUR SIGNAUX MODULES EN FREQUENCE ET EN PHASE

### GENERALITES.

Les fréquences en jeu étant très élevées (85 à 100 MHz) il est nécessaire d'utiliser des tubes appropriés.

En ce qui concerne la démodulation il semble possible de prendre une détectrice à réaction. En effet, si l'on désaccorde légèrement le circuit de grille, on travaille sur un flanc de la courbe et l'application du signal modulé donne des variations de tension à l'image des variations de fréquence. Malheureusement, en dehors de sa simplicité, ce montage présente de nombreux inconvénients.

- a) Une sensibilité insuffisante.
- b) La difficulté du réglage.
- c) La distorsion de fréquence due à la non linéarité de la courbe de résonance.

En raison de la fréquence élevée de la porteuse et des difficultés d'amplification qui en découlent, les récepteurs sont tous à changement de fréquence. On peut les réaliser soit pour recevoir uniquement la F.M soit pour recevoir F.M et A.M.

Afin de compenser les variations d'amplitude imputables au fading, aux parasites et à la sélectivité des circuits, il est indispensable de prévoir un étage spécial appelé limiteur.

Quant au démodulateur (discriminateur), il a pour rôle de transformer les variations de fréquence, en tension.

### Amplification H.F.

Bien des montages sont utilisables ; en particulier ceux qui sont conçus pour la télévision. On peut donc prendre une penthode à forte pente, une triode avec grille à la masse ou encore une double triode en cascade.

### Montage avec grille à la masse.

La source est insérée dans le circuit de cathode. La polarisation est assurée soit par une source de tension continue placée dans le circuit de grille, soit à l'aide d'une résistance  $R_x$  (polarisation automatique).

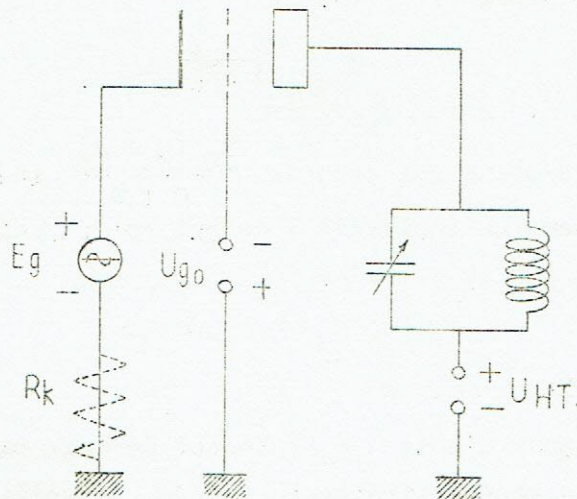


Fig.18 (a)

Etude du gain.

A l'aide de l'équation du tube triode :

$$\rho i_p = K u_g + u_p - U_0$$

et en remplaçant  $u_g$  et  $u_p$  par leur valeur on a :

$$u_g = - U_{g0} - E_g$$

$$u_p = U_{HT} - Z i_p - E_g$$

$$\text{d'où : } \rho i_p = K(- U_{g0} - E_g) + U_{HT} - Z i_p - E_g - U_0$$

$$i_p [\rho + Z] = - K U_{g0} + U_{HT} - U_0 - E_g [K + 1]$$

$$i_p = \frac{- K U_{g0} + U_{HT} - U_0}{\rho + Z} - \frac{E_g (K + 1)}{\rho + Z}$$

de la forme  $i_p = I_{p0} + I_a$

$I_{p0}$  représente la composante continue

$I_a$  représente la composante alternative.

Dans ce cas, la tension aux bornes de  $Z$  est :

$$U_a = Z I_a = \frac{(K + 1) Z \cdot E_g}{\rho + Z}$$

$$\text{d'où : } G = \frac{(K + 1) Z}{Z + \rho} = \frac{U_a}{E_g}$$

Le gain est donc peu différent de celui du montage avec cathode à la masse. D'ailleurs dans la mesure où l'on peut écrire que  $K \gg 1$ ,

l'expression précédente devient :

$$G = \frac{K \cdot Z}{Z + \rho}$$

Le signe moins qui précède  $\frac{E_g (K + 1)}{\rho + Z}$  indique que le courant  $I_a$  est opposé à la tension incidente ; ce qui est parfaitement justifié puisque  $E_g$  est appliquée sur la cathode.

Impédance d'entrée.

L'impédance d'entrée du tube est définie par le rapport  $\frac{E_g}{I_a}$ .  
En effet, pour une tension incidente donnée, l'impédance dépend du courant qui traverse la source.

On peut écrire :

$$Z_e = \frac{E_g}{I_a} = \frac{E_g (\rho + Z)}{(K + 1) E_g} = \frac{\rho + Z}{K + 1} \neq \frac{1}{Sd}$$

L'impédance d'entrée est voisine de l'inverse de la pente dynamique du tube, c'est-à-dire de l'ordre de quelques centaines d'ohms.

Cela permet dans certains cas de connecter directement le coaxial d'antenne sur la cathode du tube, en ayant

soin toutefois de prévoir un filtre M.F. à l'entrée. Ce filtre évite toute réaction et oscillation parasites entre étages M.F. et étage d'entrée.

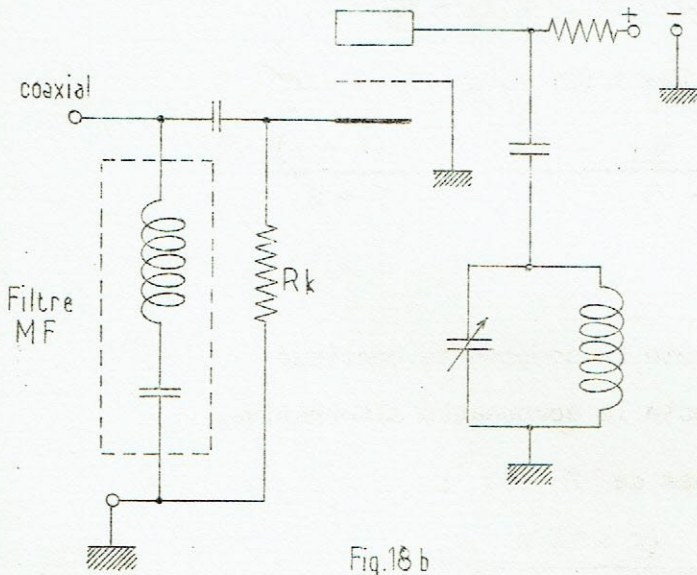


Fig. 18 b

Enfin, l'incontestable avantage de ce montage est dû à la très faible valeur de sa capacité d'entrée.

Etant à la masse, en alternatif, la grille joue le rôle d'un écran électrostatique entre cathode et anode. La capacité d'entrée est donc peu différente de celle qui existe entre grille et cathode.

En réalité, si  $C_{ag}$  (anode - grille) est en quelque sorte court-circuitée par la grille, la capaci-

té  $C_{ak}$  intervient.

On peut aisément montrer que l'on a :

$$C_e E_g = C_{gk} E_g + C_{ak} [E_g - U_a]$$

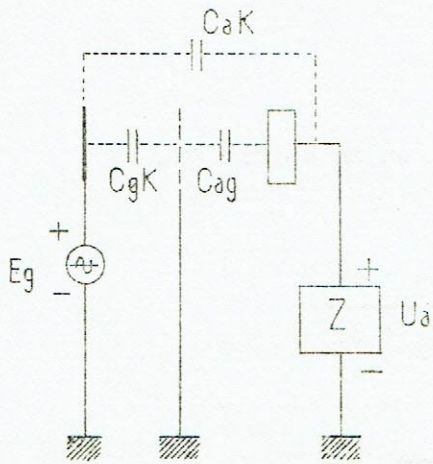


Fig.18c

$$C_e = C_{gk} + C_{ak} [1 - G]$$

La capacité d'entrée est donc nettement inférieure à celle d'un montage amplificateur classique pour lequel on a :

$$C_e = C_{gk} + C_{ag} [1 + G]$$

La mise à la masse de la grille assure en outre une grande stabilité à l'étage. On sait en effet qu'une partie de la tension alternative d'anode peut être transmise à la grille par l'intermédiaire de  $C_{ag}$ . Si la source est placée dans le circuit de grille, il peut s'établir une réaction entre la sortie et l'entrée de l'étage. Cette réaction généralement positive conduit à l'oscillation parasite. Cet effet est particulièrement nuisible en H.F. puisque la réactance  $\frac{1}{C_{ag} \omega}$  est plus faible et la réaction plus facile.

Pour y remédier il faut neutrodynner l'étage (voir le cours de radio).

Avec le montage proposé, le phénomène ne peut s'amorcer que difficilement puisque la source est non pas dans le circuit de grille, mais dans le circuit de cathode. La neutrodynation n'est pas nécessaire.

Montage Cascode.

Ce montage comporte deux étages. Le second est un amplificateur avec grille à la masse dont l'impédance d'entrée est :

$$Z_e = \frac{\rho_2 + Z}{K_2 + 1}$$

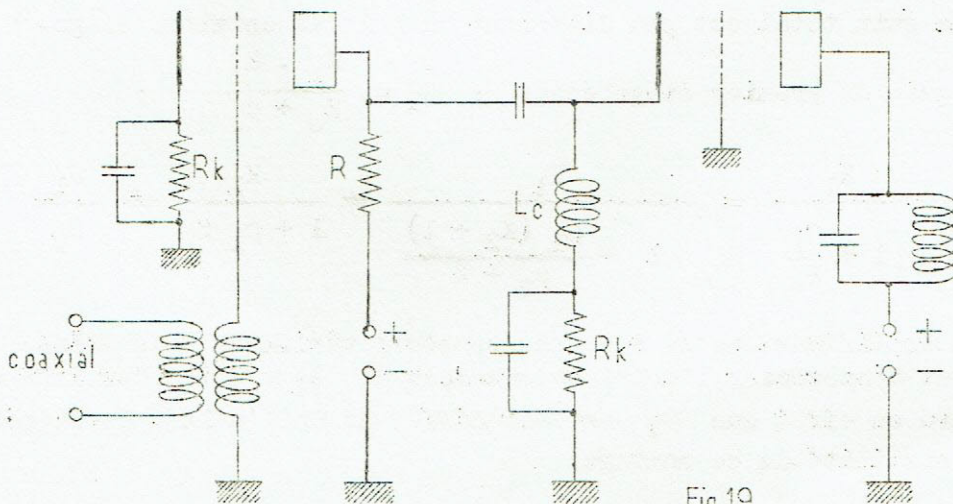


Fig.19

Cette impédance constitue la charge du premier tube si  $Z_e \ll R$ .

$$G_1 = \frac{K_1 Z_e}{Z_e + \rho_1}$$

Sachant par ailleurs que  $G_2 = \frac{(K_2 + 1) Z}{\rho_2 + Z}$  on en déduit que le gain total est :

$$G_t = G_1 \cdot G_2 = \frac{K_1 Z_e}{(Z_e + \rho_1)} \cdot \frac{(K_2 + 1) Z}{(\rho_2 + Z)}$$

$$G_t = \frac{K_1 (K_2 + 1) Z}{\rho_1 (K_2 + 1) + \rho_2 + Z}$$

En divisant tous les termes par  $K_2 + 1$  on obtient :

$$G_t = \frac{K_1 Z}{\rho_1 + \frac{\rho_2 + Z}{K_2 + 1}}$$

La quantité  $\frac{\rho_2 + Z}{K_2 + 1}$  qui est l'inverse de la pente dynamique du second tube est négligeable devant  $\rho_1$ .

L'expression du gain devient alors :

$$G_t = S_1 Z$$

Si les 2 tubes sont identiques ce qui est généralement le cas, on a  $S_1 = S_2$ . Le gain total est peu différent du gain de deuxième étage.

Le gain du premier étage étant :  $G_1 = \frac{K_1 \cdot Z_e}{Z_e + \rho_1}$

$$\text{on a : } G_1 = \frac{K_1}{1 + \frac{\rho_1}{Z_e}} = \frac{K_1}{1 + \frac{\rho_1 (K_2 + 1)}{\rho_2 + Z}} \neq \frac{K_1}{1 + \rho_1 S_2} \neq \frac{S_1}{S_2}$$

Ces simplifications ne sont pas toujours vérifiées mais elles nous permettent d'apprécier l'ordre de grandeur de  $G_1$ . Cette dernière expression montre en effet que  $G_1$  est peu différent de l'unité. Ainsi peut-on expliquer la stabilité de ce montage.

Par ailleurs on peut montrer que le bruit de fond de l'ensemble est du même ordre de grandeur que celui du premier tube. Or le bruit de fond du premier tube est faible :

- a) parce que c'est un tube triode.
- b) parce que le bruit est inversement proportionnel à la pente dynamique qui est ici voisine de la pente statique ( $S_1 \approx S_{d1}$ ).

On a en effet :

$$G_1 = \frac{K_1 Z_e}{\rho_1 + Z_e} = S_{d1} Z_e$$

d'où :

$$S_{d1} = \frac{K_1}{\rho_1 + \frac{1}{S_{d2}}} \approx S_1$$

car  $\frac{1}{S_{d2}}$  ne représente que quelques centaines d'ohms .

Remarque :

Le circuit qui précède l'étage H.F. est généralement dépourvu de C.V. La médiocrité de la sélectivité permet cette simplification. Dans ce cas on se contente d'accorder le C.O. sur la fréquence centrale de la gamme réservée à la F.M. soit 94 MHz environ.

Changement de fréquence.

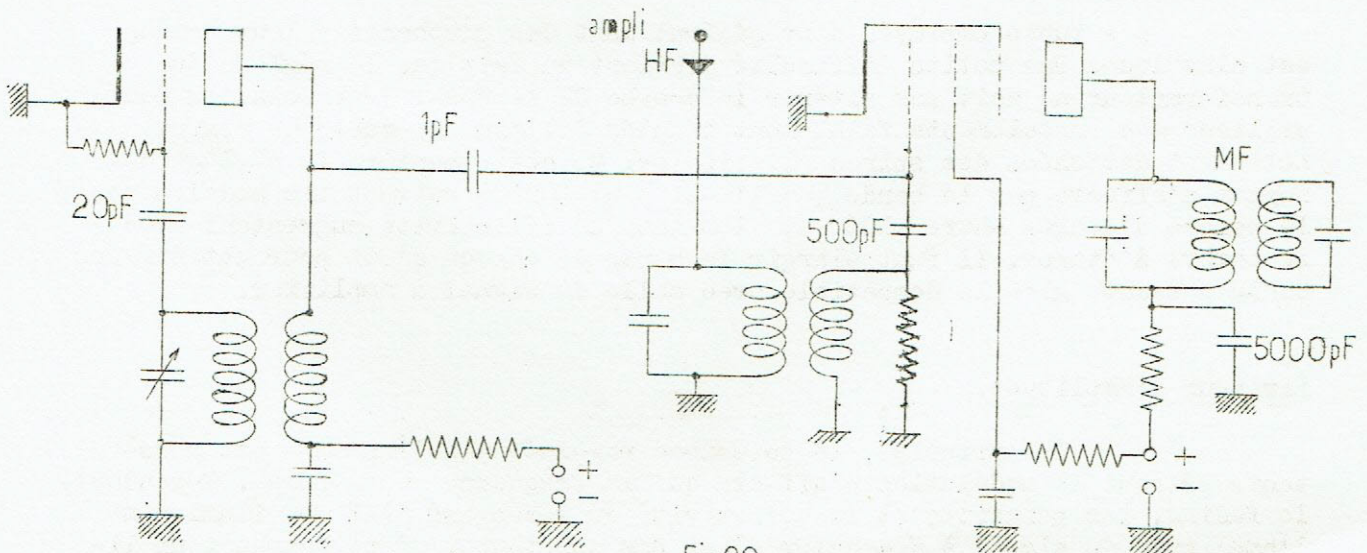


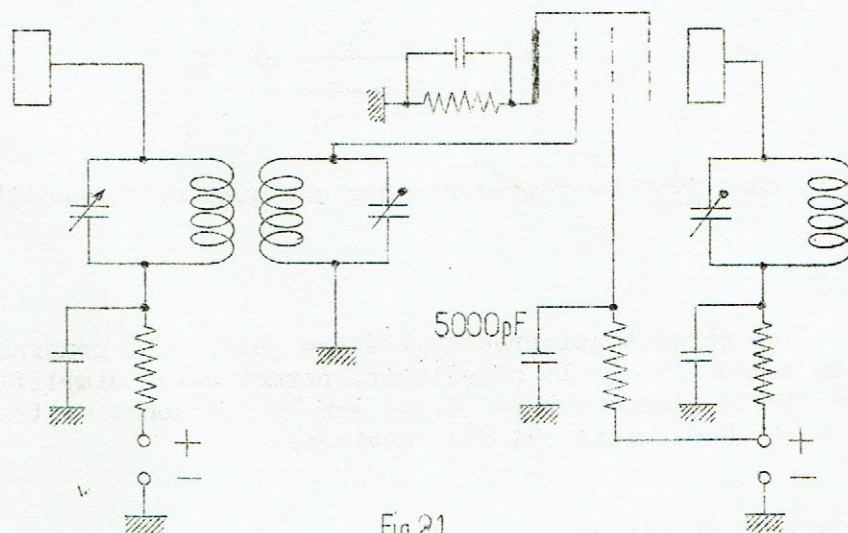
Fig.20

Si l'appareil ne comporte pas d'étage H.F. il n'y a pas lieu d'accorder le circuit d'entrée (voir plus haut) on le cale alors sur 94 MHz .

Mais même avec un étage H.F. la sélectivité n'est pas encore très grande et on peut se contenter à nouveau d'un circuit réglé sur 94 MHz. De nombreux montages sont utilisables à condition de faire des connexions courtes.

La fréquence intermédiaire est de l'ordre de 10,5 à 10,7 MHz, de ce fait, on pourrait penser que l'affaiblissement de la fréquence image est important, il n'en est rien car la sélectivité d'un circuit ayant un  $Q$  de 10 n'est que de 10 dB pour un désaccord de 20 MHz. Toutefois le nombre de stations européennes étant réduit et la propagation à longue distance exceptionnelle, cet inconvénient n'a pratiquement pas d'effet.

### AMPLIFICATION M.F.



Les tubes employés sont généralement des penthodes ; leur montage est classique. Une petite difficulté provient du fait que le réglage du transformateur ne doit pas altérer la courbe de réponse. Pour cela, on peut utiliser des enroulements faiblement couplés à l'aide de quelques spires nettement détachées des spires principales. De cette manière le réglage des noyaux n'affecte pas la bande ; celle-ci peut varier suivant les modèles et le nombre d'étages entre 100 et 150 kHz. La sélectivité augmentant avec le nombre d'étages, il faut élargir la bande de chacun d'eux pour obtenir une bande passante globale compatible avec celle du signal à amplifier.

### Limiteur d'amplitude.

Par principe, la puissance rayonnée par l'antenne est constante puisque la modulation n'affecte que la fréquence ou la phase. Cependant, le fading, les parasites et la sélectivité du récepteur font que finalement l'amplitude du signal à démoduler n'est pas constante. C'est pourquoi un limiteur précède le discriminateur.

1°) Limiteur avec penthode.

En F.M. le limiteur d'amplitude est semblable à celui qui assure la détection grille dans un récepteur pour A.M. Toutefois, les signaux d'attaque sont d'amplitude supérieure.

En adoptant des tensions d'anode et d'écran de quelques dizaines de volts on fait apparaître un palier dans la partie supérieure de la caractéristique  $I_p = f(U_g)$ . En prévoyant par ailleurs une polarisation par courant de grille on obtient l'effet limiteur désiré.

La tension incidente doit être suffisamment grande pour qu'en régime normal, c'est-à-dire en l'absence de toute fluctuation, la tension de polarisation, qui est sensiblement égale à  $E_g$  max, soit supérieure au cut-off. Dans ces conditions, les alternances négatives sont supprimées et les positives " nivelées ", car toute variation d'amplitude de  $E_g$  se manifeste par une variation contraire de  $U_{g0}$ .

En effet, si la tension d'entrée est supérieure à  $U_{g1}$  il se produit un alignement automatique des signaux au niveau de  $U_{g2}$  et la polarisation accuse un recul d'autant plus prononcé que l'accroissement d'amplitude est plus grand.

La constante de temps du circuit R.C. doit être importante par rapport à la période M.F. de manière que la tension de polarisation soit indépendante du rythme MF.

Le courant anodique est profondément distordu, mais sa période restant égale à celle du signal d'entrée, on recueille une tension anodique parfaitement sinusoïdale (dans la mesure où le C.O. est suffisamment sélectif pour éliminer les composantes harmoniques nées de l'écrêtage).

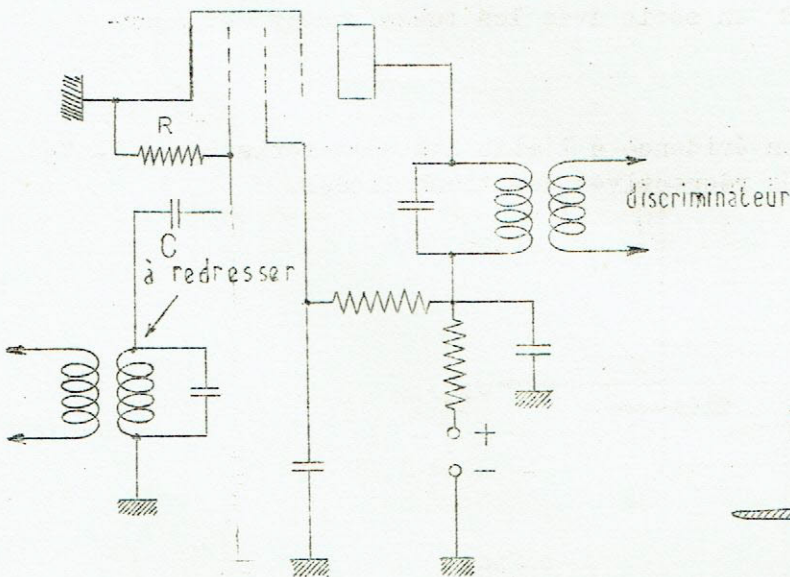


Fig.22

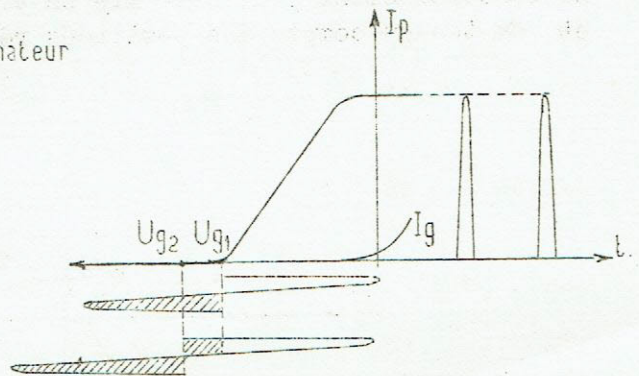


Fig.23



2°) Limiteur à diodes.

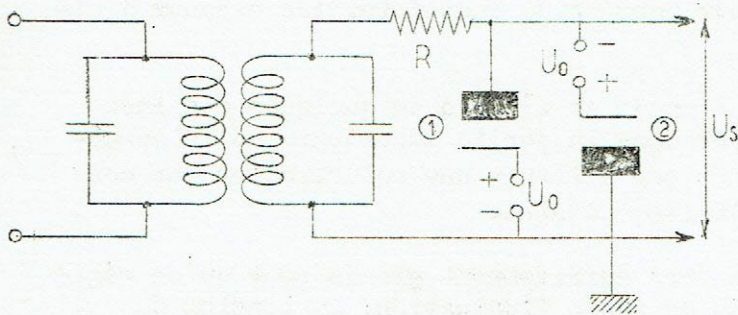


Fig.24

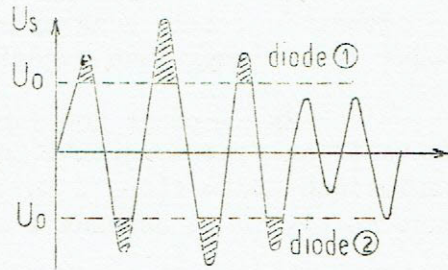


Fig.25

Deux tubes diodes ① et ② placés aux bornes du circuit accordé assurent respectivement l'écrêtage des alternances positives et négatives du signal incident. La cathode de ces tubes est polarisée positivement. Ainsi les tubes ne sont conducteurs qu'aux moments où la tension d'entrée dépasse  $U_0$ . Comme dans le cas du limiteur à penthode il faut prévoir une tension incidente suffisamment grande, en tout cas supérieure à  $U_0$ . Dans le cas contraire, l'écrêtage n'a pas lieu et les variations d'amplitude conservées.

En réalité l'écrêtage n'est pas aussi net que le montre la figure. On remarque en effet un palier légèrement convexe à courbure d'autant plus prononcée que la résistance interne de la source de polarisation est plus grande. C'est le passage du courant à travers la source de polarisation de résistance interne non négligeable qui en est la cause ; il modifie la valeur de  $U_0$ .

Les limiteurs à diodes sont simples mais ils amortissent considérablement le C.O. La résistance  $R$  en série avec les tubes réduit cet amortissement.

Remarque.

Le fonctionnement peut être mis en évidence à l'aide des caractéristiques  $I_p$   $V_p$  et en tenant compte des positions respectives des tubes diodes.

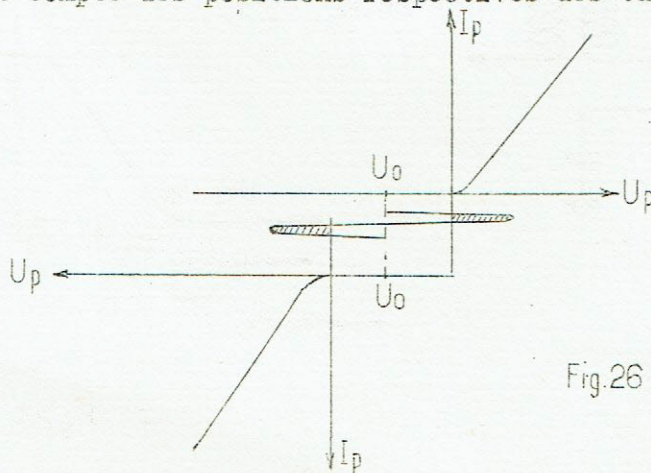


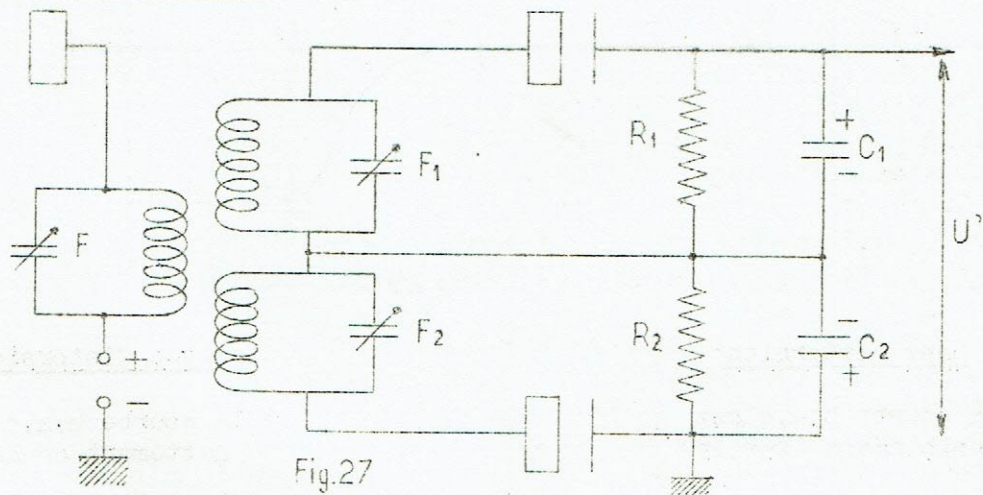
Fig.26

## DEMODULATION

Avant de commencer l'étude de la démodulation, avant d'analyser le fonctionnement des discriminateurs ou autres démodulateurs, il faut rappeler que les signaux livrés par le limiteur ont théoriquement une amplitude constante et qu'ils ne diffèrent que par leur fréquence.

Le principe de la démodulation repose donc sur la reconstitution du signal modulateur à partir d'un signal de fréquence variable.

### 1°) Discriminateur de Travis.



Le primaire est accordé sur la fréquence centrale  $F$  alors que les secondaires sont accordés l'un sur  $F_1$ , l'autre sur  $F_2$ .

Notons que  $F_1$  et  $F_2$  sont placées symétriquement par rapport à  $F$  et que les écarts  $F - F_1$  et  $F_2 - F$  sont généralement supérieurs à 75 kHz.

Pour une fréquence  $F$ , les tensions secondaires et les tensions détectées sont égales et la tension de sortie  $U'$  est nulle. La figure indique en effet que les polarités de  $U_{R1}$  et  $U_{R2}$  sont inversées de telle sorte que  $U' = U_{R1} + U_{R2} = 0$ .

Pour des fréquences  $F \pm \Delta F$ , les tensions  $U_{R1}$  et  $U_{R2}$  sont différentes et la tension de sortie est positive ou négative par rapport à la masse selon que la fréquence instantanée se rapproche de  $F_1$  ou de  $F_2$ . Puisque la fréquence varie linéairement en fonction de  $U'$  il importe que les parties a b et a c des courbes de résonance soient linéaires, si l'on veut retrouver la tension modulatrice non distordue. Les figures ci-après montrent la courbe de réponse du montage et montrent aussi que la linéarité n'est conservée que si  $F_1$  et  $F_2$  sont voisines de  $F$ .

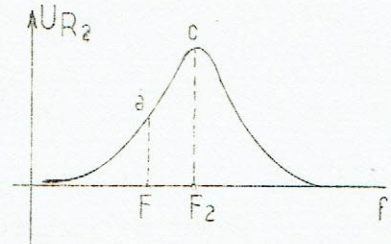
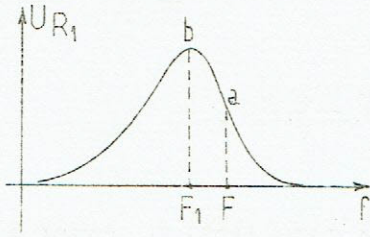


Fig.28

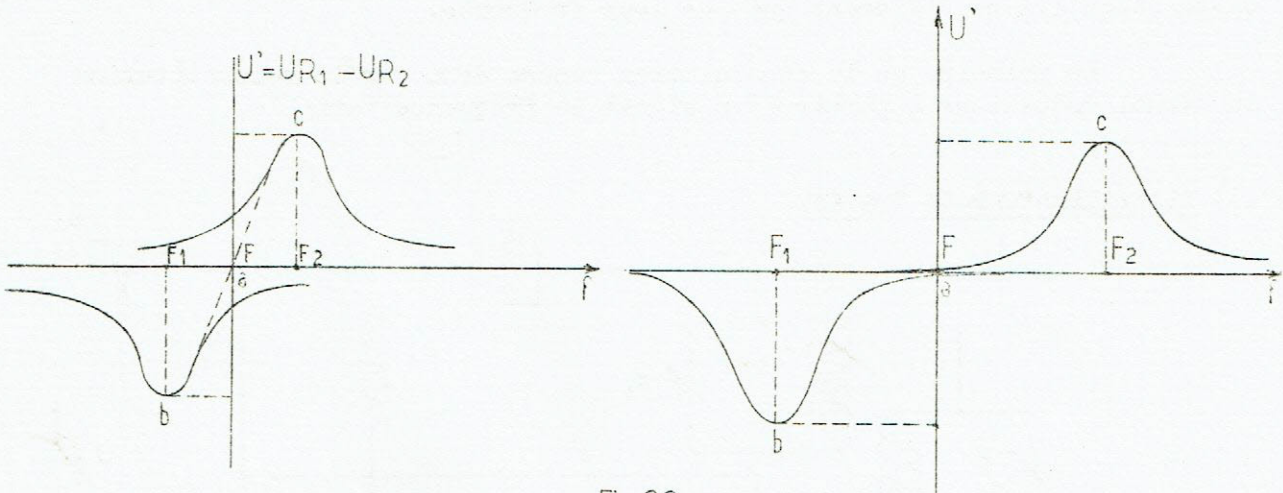


Fig.29

Sans distorsion

la courbe b,a,c est sensiblement linéaire

Avec distorsion

la courbe b,a,c est nettement coudée.

2°) Discriminateur de Seeley et Forster.

Fig.30

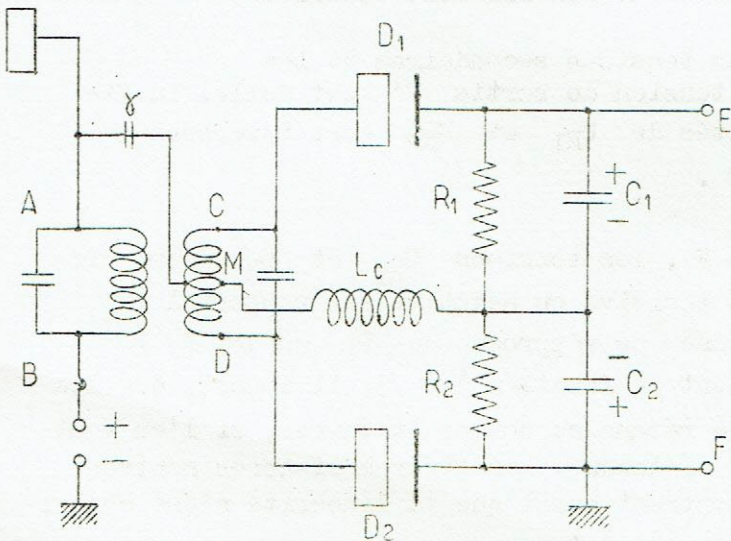
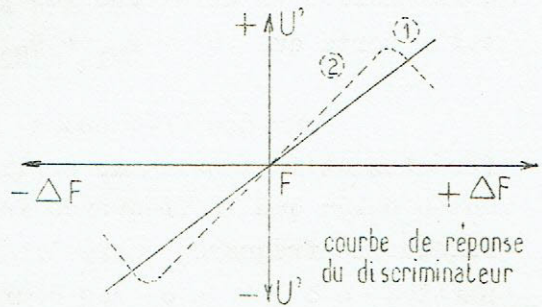


Fig.31



On voit que deux couplages ont été prévus entre le limiteur et le discriminateur.

- a) Un couplage électrostatique à l'aide de  $\gamma$  qui assure la transmission de la tension primaire à chacun des deux tubes diodes.
- b) Un couplage électromagnétique grâce à  $M$ , la mutuelle induction.

Les circuits primaire et secondaire sont accordés sur la fréquence centrale et leur sélectivité est telle que la bande passante correspond à celle occupée par l'émission.

La courbe de réponse idéale d'un tel montage est une droite qui passe par l'origine. Ainsi, pour une fréquence égale à la fréquence centrale, la tension démodulée est nulle, et elle est positive ou négative suivant que la fréquence instantanée est supérieure ( $+\Delta F$ ) ou inférieure ( $-\Delta F$ ) à  $F$ . La courbe de réponse réelle (2) diffère de la première (1) par les parties coudées imputables à la sélectivité des circuits.

FONCTIONNEMENT.

Nous rappelons que la fréquence du courant modulé est liée à celle de la porteuse par la relation :

$$F_m = F + \Delta F \sin \omega' t$$

suivant les valeurs du deuxième terme, trois cas peuvent se présenter :

1°)  $F_m = F$  (sin  $\omega' t = 0$ )

- a)  $I_L$  est en retard de  $\frac{\pi}{2}$  sur  $V_{AB}$
- b)  $E_S$  est en quadrature par rapport à  $I_L$  ( $E_S = -M \frac{di}{dt}$ )
- c) Le secondaire est en résonance :  
 $I_S$  est en phase avec  $E_S$
- d)  $U_{CM}$  tension aux bornes d'un  $\frac{1}{2}$  secondaire est en avance de  $\frac{\pi}{2}$  sur  $I_S$ .

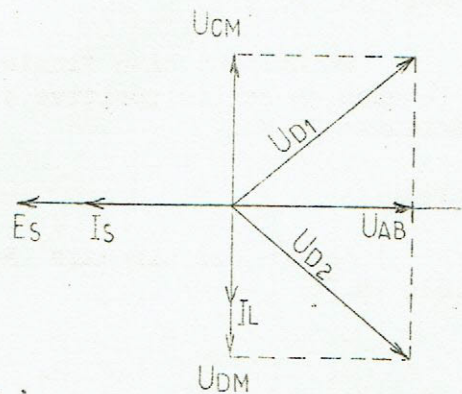


Fig. 32 @

- e)  $U_{CM}$  et  $U_{DM}$ , qui ont même amplitude, sont en raison du point milieu  $M$ , opposées en phase.
- f)  $U_{AB}$  étant commune aux deux tubes,  $D_1$  et  $D_2$  sont respectivement attaqués par  $U_{D1}$  et  $U_{D2}$ .

Conclusion.

Les courants  $I_{D1}$  et  $I_{D2}$  étant identiques, les tensions  $U_{R1}$  et  $U_{R2}$  sont égales :  $U_{EF} = 0$ .

2°)  $F_m = F + \Delta F$  (sin  $\omega't = 1$ )

Le secondaire se comportant comme un circuit L.R. il apparaît un déphasage  $\varphi$  entre  $I_s$  et  $E_s$ .

Cependant,  $U_{CM}$  et  $U_{DM}$  conservent leur position respective par rapport au courant.

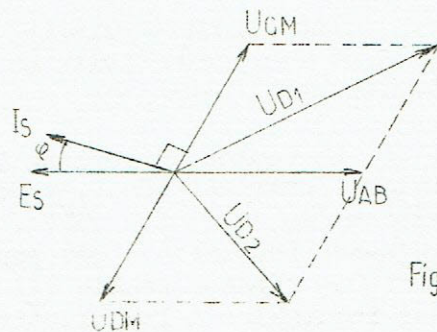


Fig.32 (D)

Conclusion.

$U_{D1}$  étant supérieure à  $U_{D2}$ ,  $U_{R1} > U_{R2}$ . Dans ces conditions, une tension positive  $U_{EF} = U_{R1} - U_{R2}$  apparaît.

3°)  $F_m = F - \Delta F$  (sin  $\omega't = -1$ )

Le secondaire se comporte comme un circuit C.R. et  $I_s$  est en avance sur  $E_s$ .

Conclusion.

$U_{D2}$  étant supérieure à  $U_{D1}$ ,  $U_{R2} > U_{R1}$  et une tension négative apparaît en EF.

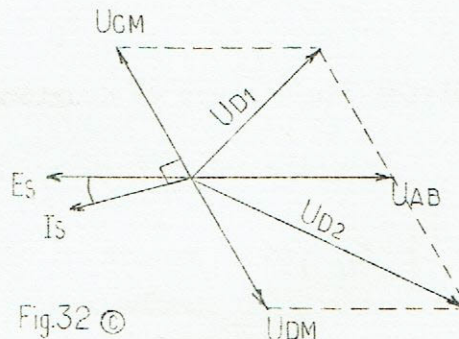


Fig.32 (C)

On obtient bien finalement une tension de sortie positive et négative pour des fréquences supérieures et inférieures à  $F$ .

Remarque.

La  $\Theta$  des circuits R.C. doit être importante vis à vis de la période H.F.

3°) Le détecteur de rapport.

Le condensateur  $C_3$  de capacité très élevée, se charge à une tension continue moyenne, fonction de l'amplitude de la porteuse et se comporte comme un court-circuit pour les tensions alternatives H.F et B.F.

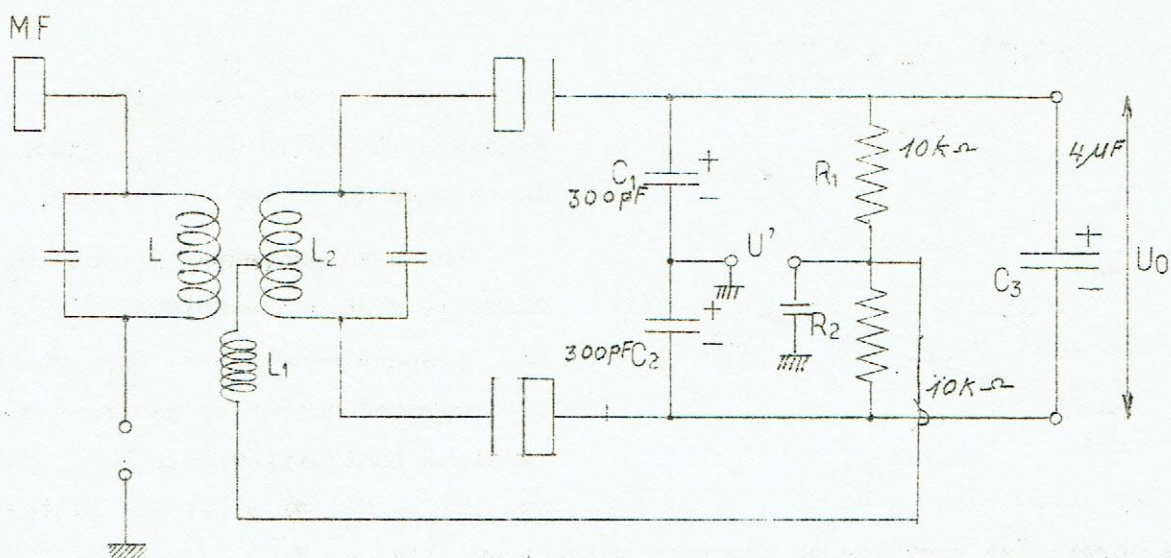


Fig.33

Les tensions H.F. appliquées aux diodes sont, comme dans le montage précédent, les sommes vectorielles de tensions de phase variable.

Les circuits primaire et secondaire sont accordés sur  $F$ .

La tension primaire est appliquée aux 2 tubes par l'intermédiaire de  $L_1$ . L'amortissement du circuit anodique est moins important qu'avec une capacité telle que  $\gamma$  (Forster Seeley) et le gain de l'étage précédent, par comparaison est augmenté.

1°)  $F_m = F$ .

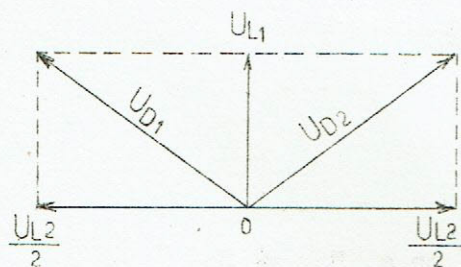


Fig.34

Les f.é.m. induites par  $I_L$  dans  $L_1$  et  $L_2$  ( $e_1$  et  $e_2$ ) sont en phase. Par ailleurs  $U_{L1}$  est peu différente de  $e_1$  si la résistance est négligeable devant  $L_1 \omega$ .

Sachant que  $U_{L2}$  est en quadrature par rapport à  $e_2$ , on en déduit que  $U_{L2}$  et  $U_{L1}$  sont déphasées de  $90^\circ$ .

On peut alors tracer le diagramme vectoriel ci-contre en notant que les vecteurs  $\frac{U_{L2}}{2}$  sont opposés (point milieu M).

Dans ce cas on a  $U_{D1} = U_{D2}$  et  $U_{R1} = U_{R2}$ . La tension de sortie  $U'$  est nulle et une d.d.p.  $U_0 = U_{R1} + U_{R2}$  apparaît aux bornes de  $C_3$ .

2°)  $F_m = F \pm \Delta F$ .

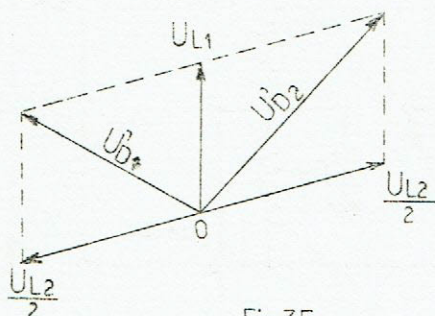


Fig.35

Les vecteurs  $\frac{U_{L2}}{2}$  pivotent à gauche et à droite de  $U_{L1}$  comme pour le montage de Seeley et Forster.

Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  se chargent sous des tensions  $U'_{R1}$  et  $U'_{R2}$  proportionnelles à  $U'_{D1}$  et  $U'_{D2}$ . Le diagramme vectoriel montrant que ces tensions sont différentes. On en déduit que  $U'_{R1} - U'_{R2} \neq 0$  et que la tension de sortie est positive ou négative suivant que l'on a  $F_m >$  ou  $<$   $F$ .

Si la d.d.p. aux bornes de  $C_1$  et de  $C_2$  varie en fonction de l'écart de fréquence, la d.d.p. aux bornes de l'ensemble reste sensiblement constante. En effet, la constante de temps de  $C_3, R_1$  et  $R_2$  est suffisamment importante pour s'opposer à des fluctuations de  $U_0$ .

Nous allons démontrer maintenant que la tension de sortie est indépendante de l'amplitude du signal incident.

Relation entre  $U'$  et le rapport  $\frac{U_{D1}}{U_{D2}}$ .

Pour une fréquence égale à  $F$  on peut écrire :

$$U_{C1} = f \left( U_{L1} + \frac{U_{L2}}{2} \right) = f (U_{D1})$$

$$U_{C2} = f \left( U_{L1} - \frac{U_{L2}}{2} \right) = f (U_{D2})$$

d'où :  $\frac{U_{C1}}{U_{C2}} = f \left( \frac{U_{D1}}{U_{D2}} \right)$  (1)

Pour une fréquence différente de  $F$  on a  $U_{C1} \neq U_{C2}$

En suivant les circuits  $C_1 R_1$  et  $C_2 R_2$  on voit que l'on a :

$$U' - U_{C1} + \frac{U_0}{2} = 0$$

$$U' + U_{C2} - \frac{U_0}{2} = 0$$

d'où : 
$$\frac{U_{C1}}{U_{C2}} = \frac{2 U' + U_0}{U_0 - 2 U'} \quad (2)$$

soit en tenant compte de 1 :

$$\frac{U_{C1}}{U_{C2}} = \frac{2 U' + U_0}{U_0 - 2 U'} = k \left( \frac{U_{D1}}{U_{D2}} \right)$$

d'où :

$$U' = \frac{U_0}{2} \left[ \frac{k \left( \frac{U_{D1}}{U_{D2}} \right) - 1}{k \left( \frac{U_{D1}}{U_{D2}} \right) + 1} \right]$$

On voit que  $U'$  dépend du rapport  $\frac{U_{D1}}{U_{D2}}$  d'où le nom donné au montage.

Si la tension d'entrée est modulée en amplitude par une tension parasite quelconque, le rapport  $\frac{U_{D1}}{U_{D2}}$  est inchangé et dans la mesure où  $U_0$  reste constant,  $U'$  en fait de même. Il y a bien un effet limiteur qui s'ajoute à l'effet démodulateur précédemment expliqué.

Remarque.

Dans le cas d'une variation d'amplitude  $U_{D1}$  et  $U_{D2}$  varient dans la même proportion. En effet  $\frac{U_{L2}}{2}$  et  $U_{L1}$  sont multipliées par le même coefficient  $N$  et si l'on a :

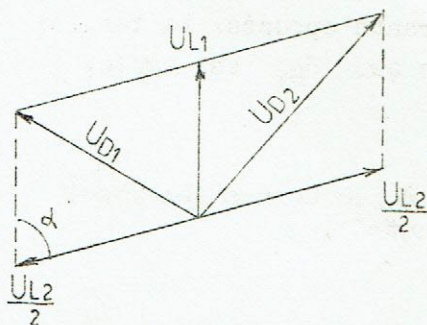


Fig.36

$$\left( \frac{U_{L2}}{2} \right)^2 + (U_{L1})^2 - 2 \frac{U_{L2}}{2} U_{L1} \cos \alpha = (U_{D1})^2$$

cette relation devient :

$$\left( N \frac{U_{L2}}{2} \right)^2 + (N U_{L1})^2 - 2 N^2 \frac{U_{L2}}{2} U_{L1} \cos \alpha = (N U_{D1})^2$$

$U_{D1}$  est  $N$  fois plus grand,  $U_{D2}$  suit la même loi et le rapport  $\frac{U_{D1}}{U_{D2}}$  reste inchangé.



L'effet limiteur précédemment signalé est renforcé par les variations de la résistance interne des tubes diodes. Celle-ci augmente dans de grandes proportions, de quelques milliers d'ohms à plusieurs dizaines de milliers, lorsque la tension d'attaque diminue. L'amortissement du C.O. est alors réduit, son coefficient de qualité augmente et l'accroissement de  $Q$  tend à compenser la diminution de tension initialement supposée.

Montage dissymétrique.

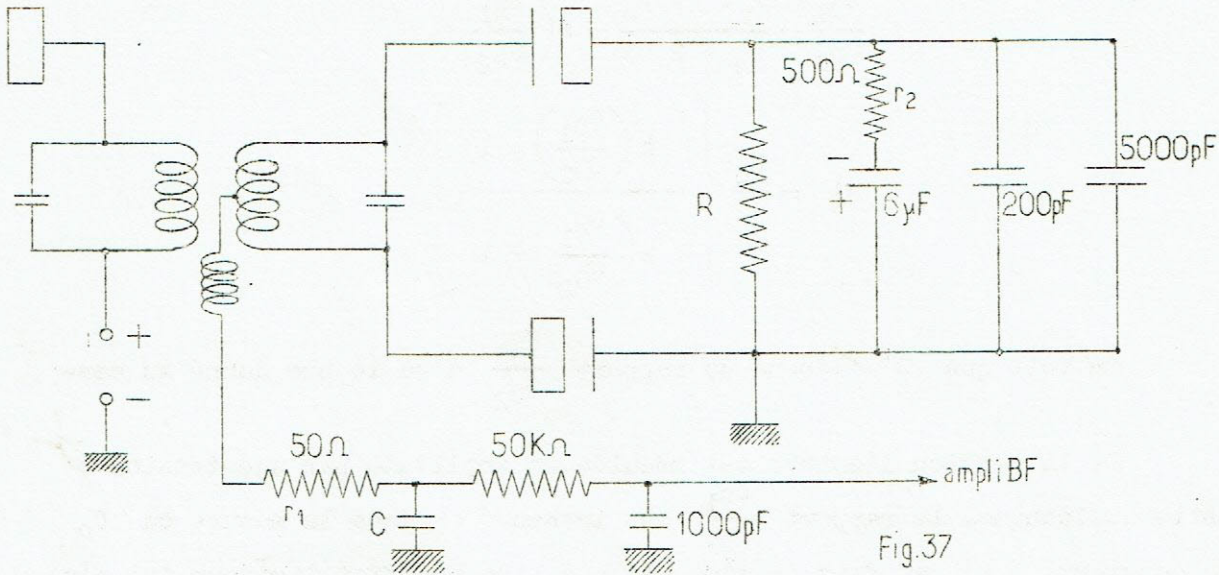


Fig.37

Dans ce montage  $C_1$  et  $C_2$  sont remplacés par  $C$ ,  $R_1$  et  $R_2$  par  $R$  et  $C_3$  est shunté par deux condensateurs de manière à former un ensemble de faible impédance aussi bien aux très basses fréquences qu'aux fréquences élevées.

Les résistances  $r_1$  et  $r_2$  freinent l'effet limiteur qui est souvent trop important lors des accroissements de l'amplitude et qui se traduit par une surcompensation évidemment nuisible.

Quant au fonctionnement, il est semblable à celui du montage précédent. Le condensateur  $C$  est traversé par deux courants opposés. La tension de sortie est donc nulle, positive ou négative selon que  $U_{D1}$  est égale, supérieure ou inférieure à  $U_{D2}$ .

$R$  et l'ensemble des condensateurs placés à ses bornes absorbent les éventuelles variations d'amplitude du signal d'entrée.

Filtre de désaccentuation.

A la sortie du discriminateur les signaux utiles sont perturbés par le bruit de fond et les parasites. L'acuité de la perturbation dépend de l'écart

de fréquence  $F_B - F$  ( $F_B$  : fréquence du signal brouilleur) (voir plus loin). Les sons aigus sont donc défavorisés, puisqu'aux fréquences correspondantes le bruit est plus intense.

Pour remédier à cet inconvénient on prévoit dans l'émetteur un circuit de préaccentuation et dans le récepteur un circuit de désaccentuation.

Pour favoriser les signaux modulateurs de fréquence élevée on place un circuit C.R. à l'entrée du modulateur. La tension modulatrice est alors proportionnelle à  $F'$ , si bien que la variation  $\Delta F$  correspondante croît avec la fréquence.

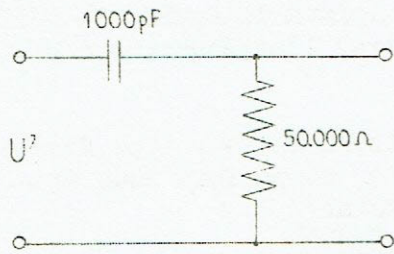


Fig. 38 (a)

Démonstration.

Si  $R$  est faible devant  $\frac{1}{C \omega'}$

on a :

$$U_R = R U' C \omega'$$

Sachant que la variation de fréquence est proportionnelle à la tension modulatrice on a également :

$$\Delta F = f(U_R) = f(U', \omega')$$

Après démodulation il faut rétablir l'équilibre car dans le cas contraire il apparaîtrait une forte distorsion de fréquence. La compensation est obtenue grâce au circuit R.C. de désaccentuation placé à la sortie du démodulateur.

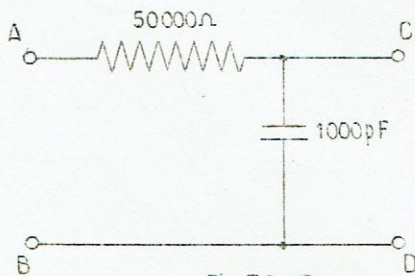


Fig. 38 (b)

La démonstration est inutile puisque seuls les éléments  $R$  et  $C$  sont inversés.

Toutefois il faut dire :

a) que  $U_{AB} = f(\Delta F) = f(U', \omega')$

b) que  $U_{CD} = f(U')$  est indépendante de la fréquence.

Etant donné que les signaux parasites n'ont pas bénéficié de la préaccentuation et qu'ils subissent la désaccentuation on comprend l'avantage présenté par ces circuits.

En réalité on s'arrange pour obtenir un rapport  $\frac{S}{B}$  plus grand pour les sons aigus car l'oreille est particulièrement sensible aux bruits de fréquences élevées.

Remarque.

Les circuits R.C. et C.R. ont même constante de temps  $C.R. = 50$  microsecondes.

Comparaison entre les deux types de discriminateurs.

Si le détecteur de rapport a pour lui la simplicité, s'il permet en outre de supprimer l'étage limiteur, ses qualités sont nettement inférieures à celles du détecteur à déphasage.

Il ne faut pas oublier en effet, que les variations du coefficient de qualité imputables aux variations de la résistance interne des tubes, sont à l'origine de la non linéarité de la démodulation. La bande passante et la pente de la courbe de réponse du C.O. étant constamment modifiées, on comprend le phénomène.

La distorsion due à cet étage est au minimum le double de celle qui caractérise le démodulateur à déphasage. Par contre, l'atténuation des variations d'amplitude n'est que moitié.

D'un autre côté on peut dire que le discriminateur type Forster Seeley est d'une grande qualité mais qu'il nécessite un et parfois deux étages limiteurs. Or ces étages ont généralement un faible gain.

Pour conclure nous dirons que le détecteur de rapport est surtout utilisé par économie.

---

## AMPLIFICATEUR B.F.

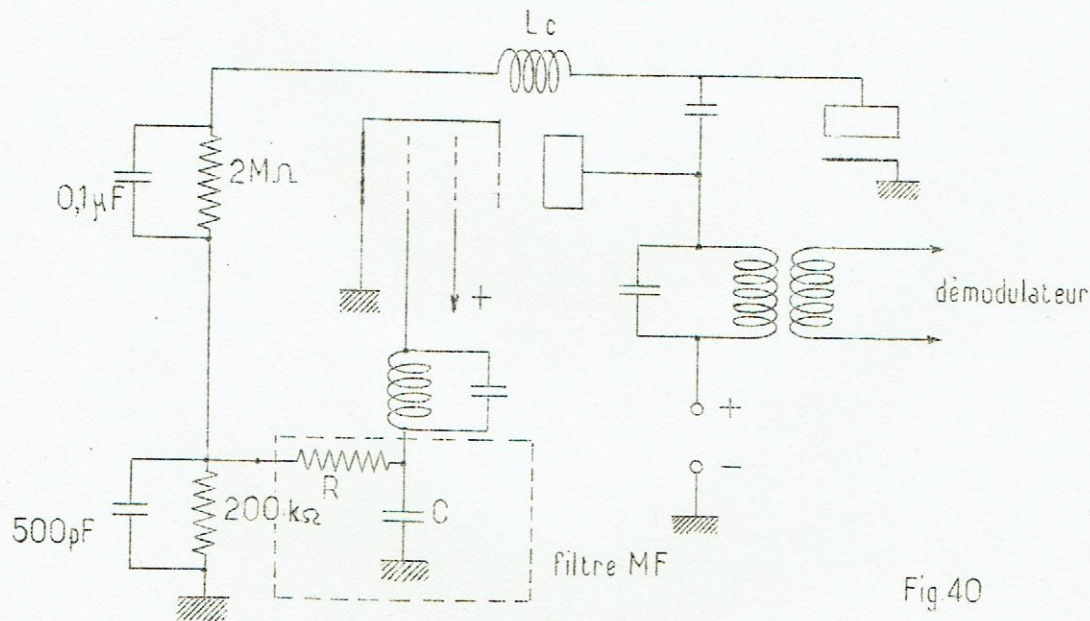
La qualité des étages qui composent cet amplificateur doit être recherchée.

En effet, si la F.M. permet la transmission des signaux de fréquences comprises entre 50 Hz et 15 000 Hz, si par ailleurs les contrastes musicaux sont respectés pour des écarts allant jusqu'à 60 dB il serait dommage de négliger les derniers étages et à plus forte raison le haut-parleur.

Les caractéristiques exceptionnelles du signal démodulé nous obligent à un contrôle sévère de cette partie du récepteur. De plus l'utilisation de la C.R. simple ou mieux sélective, ainsi que l'emploi de deux H.P. (graves et aiguës) sont recommandés. Nous n'insisterons pas sur cette étude faite dans le cours de radio-générale.

### Circuits complémentaires.

#### 1°) Contre réaction d'enveloppe.



Ce montage qui fonctionne un peu comme un C.A.S., atténue les variations d'amplitude surtout si celles-ci sont imputables à une modulation B.F. parasite.

Un détecteur supplémentaire, généralement un diode à cristal, fournit la tension parasite de modulation. Celle-ci est appliquée sur la grille de commande du dernier étage M.F. Si l'opposition de phase est respectée la modulation est réduite à un faible taux.

La constante de temps du filtre M.F. doit être faible pour que l'action du montage ne soit pas retardée dans le cas d'une modulation à rythme rapide.

Les résistances de  $2\text{ M}\Omega$  et  $200\text{ k}\Omega$  constituent un pont pour la tension continue et sont découplées en B.F.

2°) Commande automatique de sensibilité.

La commande automatique de sensibilité semble superflue en F.M., elle est cependant utilisée dans le cas où, par économie, le limiteur a été supprimé. Elle est également intéressante lors de la réception d'un signal puissant capable de saturer l'étage H.F.

Le prélèvement de la tension continue négative, proportionnelle à l'amplitude du signal M.F., est effectué à la sortie du discriminateur, soit entre  $R_2$  et la masse (fig.27) puisque aux bornes de l'ensemble  $R_1 R_2$  la tension est nulle, soit aux bornes de  $R$  (fig.37).

---

RECEPTEURS COMBINES A.M - F.M

Ces appareils sont destinés à la réception des ondes modulées en amplitude et en fréquence. On a trouvé un grand nombre de solutions répondant aux caractéristiques imposées. La qualité de ces ensembles dépend alors du nombre d'étages assurant la réception des signaux F.M d'une part et la réception des signaux A.M d'autre part.

Dans ce chapitre, nous nous bornerons à donner quelques exemples de réalisation sans entrer dans les détails. La plus simple des solutions est celle qui correspond au schéma ci-dessous.

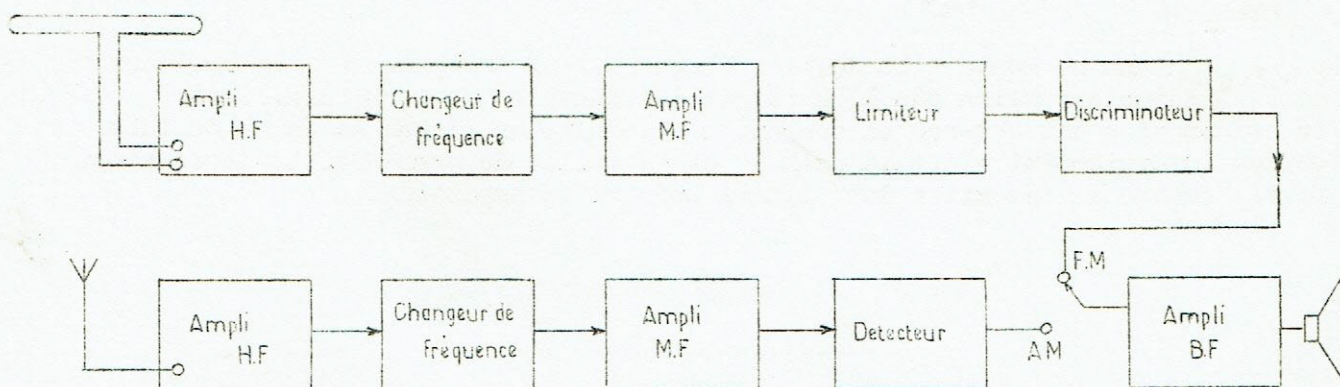


Fig.41

Deux chaînes distinctes sont prévues et seule la partie B.F. est commune aux deux voies. En soignant particulièrement cet amplificateur et en tenant compte de la bande passante la plus large (15 000 Hz en F.M) on obtient d'excellents résultats. Malheureusement, en raison du grand nombre d'étages, cette solution n'est guère économique.

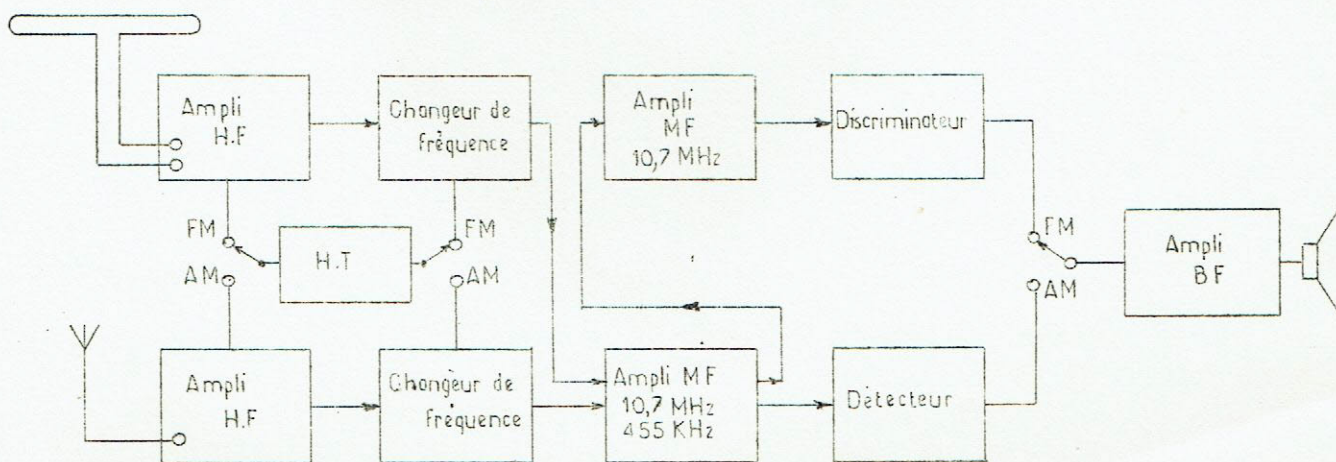


Fig.42

Dans le deuxième cas on prévoit un étage M.F. commun. Celui-ci comporte deux circuits respectivement accordés sur 10,7 MHz et 455 kHz. Un seul signal M.F. apparaît à l'entrée de cet étage car une commutation A M - F M de la haute tension est prévue. Les deux circuits sont placés à l'intérieur du même blindage, l'éloignement des fréquences d'accord permet cette simplification.

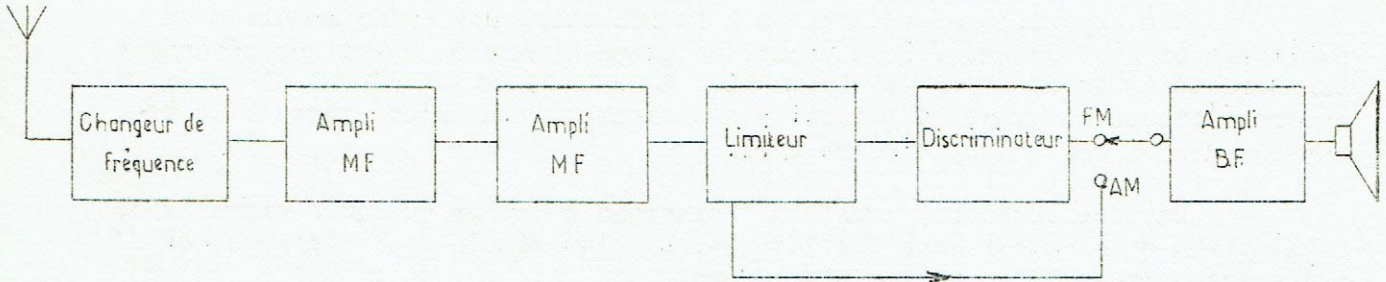


Fig43

Dans ce montage le dernier étage M.F. fonctionne soit en limiteur soit en détecteur selon que l'on reçoit des signaux F.M ou A.M. Cette transformation est obtenue en coupant l'alimentation plaque et écran du tube, seules interviennent alors la cathode et la grille de commande. La diode ainsi formée assure la détection des signaux modulés en amplitude.

### ANTENNES DE RECEPTION

La fréquence de l'émission étant de l'ordre de 100 MHz le type d'antenne à utiliser dépend de la distance qui sépare le récepteur de l'émetteur.

A longue distance il faudra sans doute prévoir un aérien extérieur, placé en un lieu convenablement dégagé, sur le toit d'une maison par exemple. Cet aérien accordé sur la fréquence de travail devra être directif et orienté en tenant compte de la polarisation généralement horizontale de l'onde. Par ailleurs, pour augmenter sa directivité et son gain, il sera complété à l'aide d'un réflecteur et de un ou plusieurs directeurs.

A plus courte distance, une antenne intérieure omnidirectionnelle, incorporée ou non, pourra être utilisée. Parfois un simple bout de fil assure une bonne réception.



### AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA F.M.

#### Bande de fréquence occupée.

Contrairement à la modulation d'amplitude, la modulation de fréquence fait apparaître une infinité de composantes latérales symétriquement placées par rapport à la porteuse ( $F \pm F'$ ,  $F \pm 2 F'$ ,  $F \pm 3 F'$  ...).

C'est par transformation de la relation à l'aide des fonctions de Bessel que l'on met en évidence ces diverses composantes. Malheureusement, le niveau mathématique de ces fonctions est supérieur à celui qui est demandé à un agent technique ; c'est pourquoi nous demandons au lecteur d'accepter tels quels les précédents résultats.

Si théoriquement la bande s'étale jusqu'à l'infini, tout au moins en ce qui concerne les indices de modulation supérieurs à 0,5, pratiquement la bande est limitée. Toutefois et en ne tenant compte que des composantes de grande amplitude, on estime que la bande occupée est de l'ordre de 200 à 225 kHz. Une telle étendue sur l'échelle des fréquences implique une porteuse de faible longueur d'onde.

Les P.O. restent inutilisables. En effet, une seule station F.M. couvrirait le quart de la gamme P.O. et éliminerait par le fait plus de 20 stations A.M. Une porteuse de 100 MHz de fréquence est donc parfaitement justifiée.

On doit noter que la répartition des composantes est sensiblement la même qu'en A.M. ( $F \pm F'$ ) lorsque l'indice de modulation est inférieur à 0,5.

#### Reproduction des contrastes musicaux.

Pour transmettre fidèlement les contrastes musicaux il faut admettre des écarts de l'ordre de 60 dB. Or en A.M. on ne peut guère dépasser 30 dB ( $m$  varie de 3 à 100%), car  $I'$  est au plus égal à  $I$ .

En F.M. si l'oscillateur se prête à une variation de fréquence importante, seule la largeur de la bande occupée par l'émission peut s'opposer à l'utilisation des signaux modulateurs de forte amplitude. On sait en effet, que cette bande dépend de  $\Delta F$  et que l'excursion de fréquence est fonction de  $U'$ . On obtient facilement des écarts de l'ordre de 50 dB.

Répartition des bandes latérales de modulation de fréquence en fonction  
de l'indice de modulation

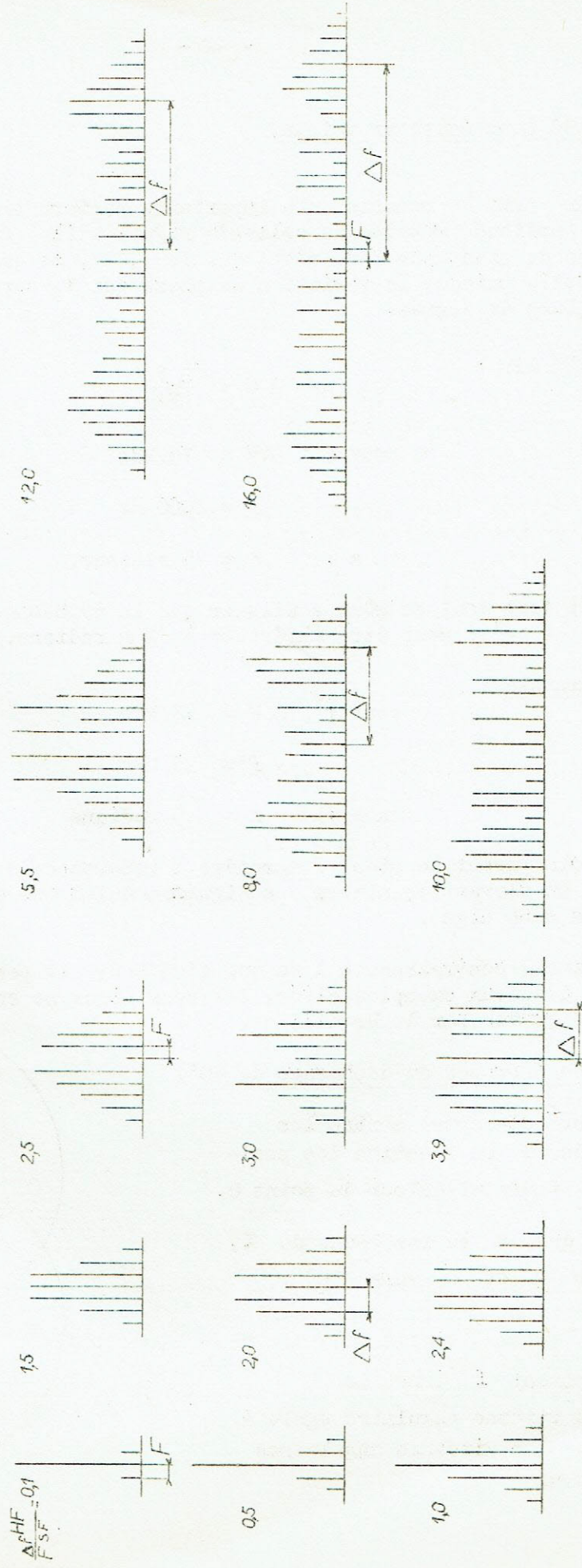


FIG. 44

Brouillage dû à un émetteur voisin.

En A.M. on remarque une importante perturbation quand le brouilleur a une amplitude voisine de celle du signal utile. En F.M. si  $B = I$  la variation de phase parasite n'est que de  $90^\circ$ , ce qui est sans effet sur le signal utile puisque la variation de phase qui le caractérise est de plusieurs milliers de degrés.

Exemple :

$$n = \Delta \varphi = \frac{\Delta F}{F'}$$

pour :  $\Delta F = 75 \text{ kHz}$

$$F' = 1000 \text{ Hz}$$

on a :  $n = 75 \text{ radians.}$

Il faut tout de même souligner que le déphasage n'est pas toujours aussi grand et qu'il peut être inférieur à  $2\pi$  radians.

Exemple :

pour :  $\Delta F = 75 \text{ kHz}$

$$F' = 15 \text{ kHz}$$

on a :  $n = 5 \text{ radians}$

Cela permet de mieux comprendre l'importance du circuit de préaccentuation qui en élevant le niveau des signaux modulateurs de haute fréquence, favorise les sons aigus.

Ainsi, contrairement à ce que l'on pourrait penser en tirant des conclusions des deux exemples cités, les sons aigus ne sont pas plus affectés que les sons graves par le brouillage.

Démonstration à propos du déphasage de  $90^\circ$ .

La figure ci-contre montre les variations de  $\varphi$  en fonction des positions de B tournant autour du point O.

Tandis que B se rapproche de I, R tend vers 0 et  $\varphi$  vers  $90^\circ$ .

Remarque :

En supposant I immobile B pivote à une vitesse angulaire égale à la différence des vitesses angulaires des 2 vecteurs.

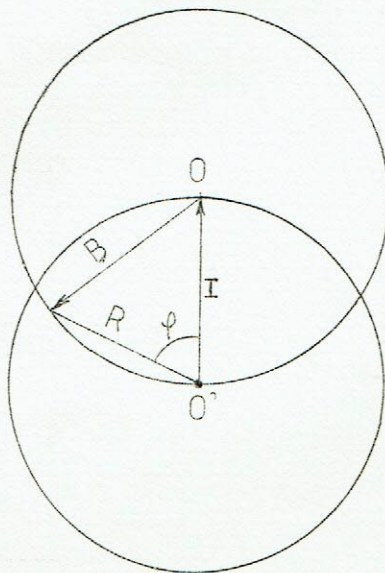


Fig.45

Influence d'un brouilleur.

Le brouilleur correspond à un signal en provenance d'un émetteur voisin, ou encore à une composante de bruit propre au récepteur. Nous supposons que le brouilleur est de forme sinusoïdale et que le signal utile n'est pas modulé, soit :

$$i = I \sin \omega_1 t \quad (\text{signal utile})$$

$$b = B \sin \omega_2 t \quad (\text{brouilleur})$$

le courant résultant a pour expression :

$$i_t = I \sin \omega_1 t + B \sin \omega_2 t$$

en posant  $\Omega = \omega_1 - \omega_2$

on obtient :

$$i_t = I \sin \omega_1 t + B \sin (\omega_1 - \Omega) t$$

$$= I \sin \omega_1 t + B(\sin \omega_1 t \cos \Omega t + \sin \Omega t \cos \omega_1 t)$$

$$= \underbrace{(I + B \cos \Omega t) \sin \omega_1 t}_a + \underbrace{B \sin \Omega t \cos \omega_1 t}_b$$

Les termes a et b correspondent à des vecteurs déphasés de 90°. C'est pourquoi on peut écrire :

$$|i_t| = (I + B \cos \Omega t) + j B \sin \Omega t$$

Le module de cette expression est de la forme :

$$\rho = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$\rho = \sqrt{(I + B \cos \Omega t)^2 + (B \sin \Omega t)^2}$$

Le vecteur  $i_t$  peut être représenté par l'équation caractéristique suivante :

$$i_t = \rho \sin \varphi$$

où  $\rho$  représente la longueur du vecteur et  $\varphi$  le déphasage par rapport à l'origine ( $\varphi = \omega_1 t - \alpha$ ).

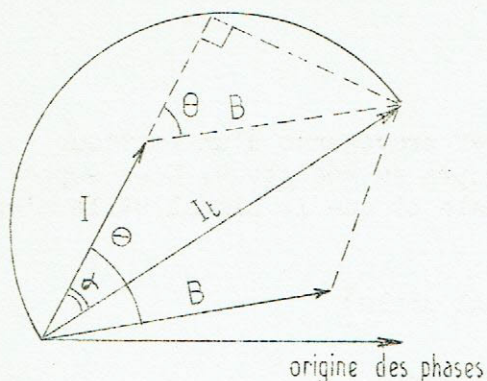


Fig. 46

La figure ci-contre montre que l'on a :

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{B \sin \theta}{I + B \cos \theta} \quad \text{avec } \theta = (\omega_1 - \omega_2)t$$

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\frac{B}{I} \sin \theta}{1 + \frac{B}{I} \cos \theta}$$

dans la mesure où l'on a  $\frac{B}{I} \ll 1$  on peut dire que  $\operatorname{tg} \alpha \approx \frac{B}{I} \sin \theta$ .

Si  $\frac{B}{I}$  est faible devant l'unité on peut confondre  $\operatorname{tg} \alpha$  avec  $\alpha$ , d'où :

$$\alpha = \frac{B}{I} \sin \theta = \frac{B}{I} \sin (\omega_1 - \omega_2) t$$

Cette dernière relation est très intéressante car elle montre que la phase varie en fonction du temps. De l'importance de la variation de fréquence qui en découle dépend l'intensité de la perturbation due au brouilleur. Il importe donc de déterminer maintenant l'expression de  $\Delta F$  afin de faire quelques remarques utiles.

Sachant que :

$$\frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\omega_1 t - \alpha)}{dt}$$

on obtient :

$$F = \frac{d[\omega_1 t - \frac{B}{I} \sin(\omega_1 - \omega_2) t]}{dt}$$

soit :

$$F = F_1 - \frac{B}{I} (F_1 - F_2) \cos (\omega_1 - \omega_2) t$$

de la forme :  $F = F_1 - \Delta F \cos \omega' t$

L'amplitude de la variation de fréquence dépend du rapport  $\frac{B}{I}$  et de l'écart de fréquence entre  $F_1$  et  $F_2$ . Après démodulation on pourra recueillir un signal de fréquence  $F' = F_1 - F_2$  dont l'amplitude dépendra de la quantité  $\frac{B}{I} (F_1 - F_2)$ .

Une première remarque s'impose ; l'intensité de la perturbation est faible lorsque les fréquences sont voisines. Dans le cas d'un récepteur A.M. c'est le contraire qui se produit. En effet, la courbe de réponse des amplificateurs H.F. et M.F est telle que les signaux voisins de la porteuse sont tout particulièrement favorisés.

En comparant les rapports signal sur bruit dans les 2 cas F.M. et A.M. nous pourrions mieux apprécier les avantages de la première sur la seconde. Pour y parvenir examinons l'expression de  $\rho$  précédemment établie.

$$\rho = \sqrt{(I + B \cos \Omega t)^2 + (B \sin \Omega t)^2}$$

Si la supposition initiale  $\frac{B}{I} \ll 1$  est encore vérifiée nous pouvons dire que  $\rho$  est peu différent de :

$$I \left[ 1 + \frac{B}{I} \cos \Omega t \right]$$

Autrement dit le vecteur résultant est peu différent du plus grand de ses vecteurs composants.

En tenant compte des simplifications proposées pour  $\text{tg } \alpha$  on peut écrire finalement :

$$i_t = I \left[ 1 + \frac{B}{I} \cos (\omega_1 - \omega_2) t \right] \sin \left[ \omega_1 t - \frac{B}{I} \sin (\omega_1 - \omega_2) t \right]$$

Dans le cas d'un récepteur A.M., théoriquement insensible aux variations de fréquence dans la mesure où sa bande passante est compatible avec celle du signal reçu, la perturbation ne dépendra que de l'amplitude, c'est à dire de la quantité :

$$I \left[ 1 + \frac{B}{I} \cos (\omega_1 - \omega_2) t \right]$$

Celle-ci est d'ailleurs comparable à celle que l'on rencontre dans l'expression d'un courant A. M :  $I [1 + m \cos \omega' t]$

La comparaison établie on a :

$$m = \frac{B}{I}$$

$$F' = F_1 - F_2$$

La perturbation de fréquence  $F'$  étant indépendante de  $F_2$ , le brouillage conserve son acuité tout au long de la bande passante du récepteur.

Etablissons maintenant le rapport  $S/B$  ; le bruit représentant ici le signal dû au brouillage après démodulation.

En A.M. le rapport signal sur bruit le plus favorable est :  $\frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}} = \frac{I}{B}$   
 (I étant le signal utile le plus intense).

Dans le cas d'un récepteur F.M. seule compte l'excursion de fréquence puisque le limiteur impose un niveau aux signaux incidents et supprime toute variation d'amplitude.

Le signal utile le plus intense dépend de l'excursion maximum c'est à dire à la moitié de la bande passante ; tandis que le bruit est proportionnel à la quantité :

$$\frac{B}{I} (F_1 - F_2)$$

On a :

$$\begin{aligned} \frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}} &= \frac{1}{2} \frac{\text{Bande passante}}{\frac{B}{I} (F_1 - F_2)} = \\ &= \frac{B_p I}{2 B (F_1 - F_2)} \end{aligned}$$

En élevant au carré les rapports établis afin de faire intervenir non pas les tensions mais les énergies mises en jeu, on trouve :

$$\text{en A M} = \left(\frac{S}{B}\right)^2 = \left(\frac{I}{B}\right)^2$$

$$\text{en F M} = \left(\frac{S}{B}\right)^2 = \left(\frac{I}{B}\right)^2 \left[ \frac{B_p}{2 (F_1 - F_2)} \right]^2$$

Ainsi en F.M. le rapport des énergies est multiplié par :  $\left[ \frac{B_p}{2 (F_1 - F_2)} \right]^2$ . Les exemples qui suivent permettent d'interpréter ces résultats.

Exemple : Bande passante : 200 kHz

$$F_1 - F_2 = 15 \text{ kHz}$$

$$\left[ \frac{B_p}{2 (F_1 - F_2)} \right]^2 \neq 44$$

L'énergie de bruit comparée à l'énergie utile est 44 fois plus faible en F.M. qu'en A.M.

On peut remarquer que ce rapport croît lorsque  $F_2$  est voisine de  $F_1$ .

Exemple : pour  $F_1 - F_2 = 1000 \text{ Hz}$  le rapport atteint  $10^4$ .

Effet dû au bruit de fond.

On sait que le bruit de fond propre à un récepteur peut être considéré comme formé d'un ensemble de composantes sinusoïdales de même amplitude et s'étalant en fréquence de 0 à l'infini.

Il y a lieu de noter que la brusque apparition d'un parasite industriel, par exemple, produit également un bruit et que l'impulsion de courant correspond à un ensemble de composantes sinusoïdales dont l'amplitude décroît en fonction de la fréquence.

En comparant l'effet du bruit de fond en A.M. et en F.M. on peut démontrer la relation suivante :

$$\frac{\left(\frac{S}{B}\right)^2_{F.M.}}{\left(\frac{S}{B}\right)^2_{A.M.}} = 3 \left(\frac{B_p}{2 F'}\right)^2 \quad (\text{Bande passante : } B_p)$$

On voit que le rapport est inversement proportionnel à  $F'$  et on peut penser que l'avantage de la F.M. est particulièrement intéressant aux fréquences basses. En réalité le circuit de préaccentuation rétablit l'uniformité du rapport  $\frac{S}{B}$  tout au long de la gamme B.F.

---





Ouvrage réservé  
aux Elèves  
de l'E. C. T. S. F. E.

Dépôt légal 4<sup>e</sup> Trimestre 1959