

UNIVERSITE D'ALGER ^{3ex}
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

23/79

DEPARTEMENT ELECTRICITE

الجامعة الوطنية للعلوم الهندسية
FILIÈRE D'INGENIEURS EN ELECTRONIQUE
الهندسة الإلكترونية

PROJET DE FIN D'ETUDES
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

La Demodulation en MF

الجامعة الوطنية للعلوم الهندسية
البيблиотеكية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

Proposé par :

Mr SINTES

Etudié par :

MM. M. A. SABRI
M. B. AMRANE

Promotion Février 1979

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEURS EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

La Demodulation en MF

Proposé par :

Mr SINTES

Etudié par :

**MM. M. A. SABRI
M. B. AMRANE**

Promotion Février 1979

7
8 EMERCIEMENTS

Que Mr Philippe SINTES , professeur à
l'ENPA ,trouve ici l'expression de
notre haute considération et de notre
gratitude .

Nos plus vifs remerciements s'adressent
également à nos amis :

- HAMIME Mohamed
- OUZEGDOUH Allal

Que nous prions de trouver ,ici ,
l'expression de notre amitié sincère .

M^{ed}. B. AMRANE

A. m. SABRI

A MON PÈRE .

A MA MÈRE .

A MES FRÈRES ET SOEURS .

A MES AMIS .

A.m. SABRI

A LA MEMOIRE DE MON PERE .

A MA FAMILLE .

A MES AMIS .

M^{ed} . B. AMRANE

CHAPITRE (1)

INTRODUCTION

- I- Définition de la modulation de Fréquence.
- II- Détection de la Modulation de Fréquence.
- III- Démodulation de la modulation d'amplitude

I-DEFINITION DE LA MODULATION DE FREQUENCE:

Il s'agit de moduler la fréquence de l'onde porteuse. Soit $s(t)$ le signal à transmettre; la fréquence instantanée du signal qui contient l'information est alors:

$$W_i = W_o + k s(t) \quad \text{où:}$$

W_o = Pulsation de la porteuse

L'argument $\varphi(t)$ s'exprime par

$$\varphi(t) = \int W_i dt = W_o t + \varphi_o + k \int s(t) dt \quad \text{où}$$

φ_o = Constante d'intégration

L'onde modulée en fréquence par $s(t)$ sera de la forme: $V(t) = V_o \sin(W_o t + \varphi_o + k \int s(t) dt)$

Si $s(t) = A \cos \omega t$ la phase du signal M.F. sera

$$\varphi(t) = W_o t + \varphi_o + k A \int \cos \omega t dt \\ = W_o t + \varphi_o + \frac{k A \sin \omega t}{\omega}$$

$\omega =$ Pulsation de la B.F. modulante

et sa pulsation sera:

$$W_i = \frac{d\varphi}{dt} = W_o + k A \cos \omega t \quad (1)$$

Considerant la fréquence instantanée comme la résultante de la superposition de la fréquence F_o de la porteuse et des variations sinusoidales de la fréquence F du signal modulant.

On peut alors écrire que;

$$W_i = W_o + \Delta W \cos \omega t \quad (2)$$

En comparant les relations (1) et (2) il vient que: $\Delta W = k A$ d'ou ~~EXXXX~~ $\Delta W = k A$

ΔF est appelé excursion de fréquence

On définit aussi l'indice de modulation $m = \frac{\Delta F}{F}$ et le taux de modulation $\mu = \frac{\Delta F}{F_o}$

ΔF = Représente l'excursion de fréquence maximum

F = Fréquence modulante

F_o = Fréquence de la porteuse (onde modulée)

Le développement en séries de Fourier ou décomposition spectrale fait apparaître de part et d'autre de la fréquence de la porteuse une succession de raies d'énergie. Cette décomposition est infinie mais on considère en pratique que la bande passante à -3dB est donnée par la relation:

$$B = 2(m+1)F$$

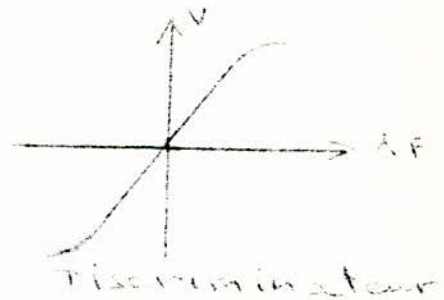
II-DETECTION DE LA MODULATION DE FREQUENCE:

1°) PRINCIPE DE LA DEMODULATION:

La première opération dans le processus de démodulation consiste à faire passer le signal modulé en fréquence dans un dispositif limiteur afin d'éliminer une modulation d'amplitude parasite. (Seule la M.F. nous intéresse).

La deuxième opération va consister à transformer la modulation de fréquence en une modulation d'amplitude seule forme de signal susceptible d'être détectée.

Enfin une opération de détection d'enveloppe va terminer le processus de détection M.F..



Les schémas synoptiques ci-dessus nous montre comment doivent être les courbes de réponses du limiteur et du discriminateur.

2°) LE LIMITEUR :

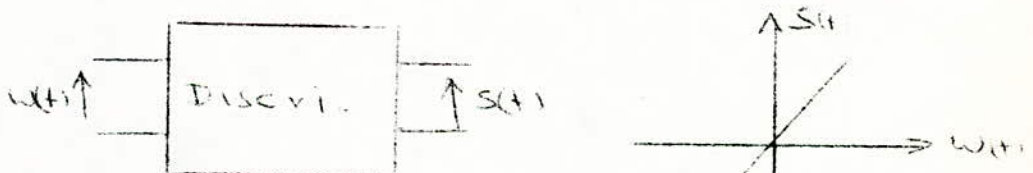
Quel que soit le niveau du signal à l'entrée du limiteur; le signal à la sortie doit être constant. Ce qui permet au discriminateur de fonctionner normalement c'est de délivrer une tension dont l'amplitude est proportionnelle uniquement à l'écart instantané de fréquence.

De plus comme on le verra la présence du limiteur améliore le rapport signal sur bruit.

3°) LE DISCRIMINATEUR.:

Un discriminateur est un dispositif qui recevant un signal H.F. modulé en fréquence, délivre le signal modulant: soit le signal qui, précisément, a servi à la modulation de fréquence du signal H.F.

Un discriminateur idéal aurait pour fonction de transférer une droite comme indiqué sur le schéma suivant:



$$\omega(t) = \omega_c + K S(t) = \text{signal modulé}$$

$$S(t) = \text{signal modulant détecté}$$

On distingue plusieurs types de discriminateurs

- 1-Discriminateur à un circuit résonnant
- 2-..... 2 décalés.

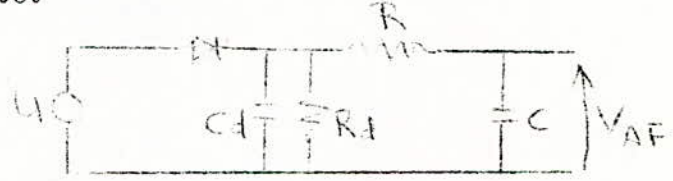
Ces deux types de discriminateurs ne sont plus utilisés et ne seront donc pas étudiés.

- 3-Discriminateurs à deux circuits résonnants non décalés .On y distingue le discriminateur de FOSTER-SEELEY et le discriminateur de RAPPORT.
- 4-Discriminateur à à COINCIDENCE.
- 5-Discriminateur à VERROUILLAGE DE PHASE OU PLL. Ce dtecteur faisant l'objet d'une étude dans le cadre du projet "DETECTEUR DE METAUX" ne sera pas étudié dans le cadre de ce projet.
- 6-Discriminateur à COMPTAGE D' IMPULSIONS.

Notre étude portera sur les discriminateurs à déphasage :soit les discriminateurs de FOSTER SEELEY, DE RAPPORT ET CELUI A COINCIDENCE.

III-RAPPEL: DEMODULATION DE LA M.A.:

Le discriminateur transforme donc une M.F. en une M.A. qu'on détecte alors à l'aide de la cellule suivante.



En fait ce circuit ne détecte que les alternances positives d'un signal M.A. En detection M.F. on utilisera deux cellules car on aura, comme on le verra ,deux M.A. à détecter. Nous n'examineront que le fonctionnement d'une cellule.

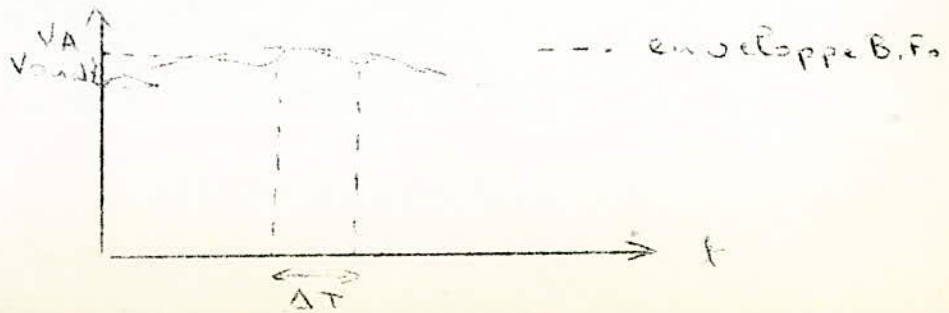
Le reseau Rd;Cd est telque la capacité Cd se charge et se décharge au rythme de l'enveloppe modulante B.F.. Par ailleurs comme le reseau Rd, Cd est un passe-bas il intègre la F.H.F.. Ainsi aux de Rd on récupère uniquement la B.F..

Rd et Cd doivent être tels que:

$$\frac{1}{C_d \omega_{H.F.}} < R_d < \frac{1}{2\pi f_{B.F.} C_d} \Rightarrow T_{H.F.} < R_d C_d < T_{B.F.}$$

En réalité l'intégration de la H.F. n'est pas parfaite et on aura des charges et des décharges de Cd au grés de la H.F.. Ceci donnera lieu à des fluctuations résiduelles sur l'enveloppe détectée.

On detectera un signal qui aura l'allure suivante:



Examinons comment le reseau RdCd influe sur Vond.

La pente de $V_{ond} = \frac{V_a}{\epsilon} = \frac{V_a}{RdCd} \cdot \epsilon$

$V_{ond} = \frac{V_a \Delta T}{\epsilon}$, $\Delta T = \text{Période H.F.}$

Si on considère l'amplitude la plus élevée $V_{max} = E(1 + \lambda)$, $\lambda = \text{Taux de modulation}$

$$V_{ond \max} = \frac{E(1 + \lambda) \Delta T}{RdCd} = \frac{E(1 + m)}{F_{hf} \cdot RdCd}$$

$$V_{ond \max} = \frac{1 + \lambda}{RdCd \cdot F_{hf}}$$

Après le reseau RC:

$$\frac{V'_{ond}}{E} = \frac{1 + \lambda}{2 F_{hf} \cdot R.C. \cdot Rd.Cd}$$

L'ondulation résiduelle est très faible par rapport à E et n'altère donc pas la détection. En effet les ondulations qui cachent le signal n'apparaissent pas grâce aux courbes divisées par l'affaiblissement du découplage RC.

=====

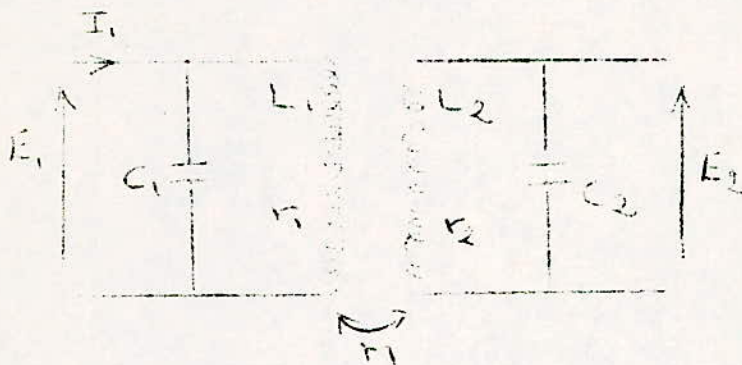
CHAPITRE (2)

ETUDE DE LA REPONSE D'UN CIRCUIT COUPLE

- I- Etude mathématique de la variation de phase de E_2 et de E_1 d'un circuit couplé.
- II- Inductance primaire reliée au point milieu de l'inductance du secondaire.
- III- Etude lorsque $|E_1|$ constante.
- IV- Tracé des courbes donnant
$$\frac{(V_{AM}) - (V_{EM})}{|E_1|} = f(n)$$
- V- Linéarité :
 - 1- Etude de la linéarité.
 - 2- Concetion de la linéarité.
- VI- Sensibilité.

I- ETUDE MATHÉMATIQUE DE LA VARIATION DE PHASE DE E_2 ET E_1 D'UN CIRCUIT COUPLÉ:

Soit 2 circuits oscillants couplés accordés sur F_0 .



- 1- Pour des fréquences voisines de F_0 , E_1 et E_2 en fonction de I_1 sont donnés par :
 en posant $r = \frac{F-F_0}{F_0} = \frac{\Delta F}{F_0}$

$$E_1 = \frac{L_1 \omega_0 Q_1 (1 + 2j r Q_2)}{(1 + 2j r Q_1) (1 + 2j r Q_2) + x^2 Q_1 Q_2} I_1$$

$$E_2 = \frac{Q_1 Q_2 \omega_0 x \sqrt{L_1 L_2}}{(1 + 2j r Q_1) (1 + 2j r Q_2) + x^2 Q_1 Q_2} I_1$$

Q_1 = coefficient de surtension du circuit primaire.

Q_2 = Coefficient de surtension du circuit secondaire.

x = Coefficient de couplage ($M^2 = x^2 L_1 L_2$)

ω_0 = Pulsation propre des 2 circuits $\omega_0 = 2 \pi F_0$

2- Rapport $\frac{E_1}{E_2}$:

$$\frac{E_1}{E_2} = j \frac{Q_1 Q_2 \omega_0 \sqrt{L_1 L_2} x}{L_1 \omega_0 Q_1 (1 + j 2r Q_2)}$$

$$\text{d'où } \frac{E_2}{E_1} = j \frac{Q_2 x \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{1 + j 2r Q_2} \quad (3)$$

$$\text{Posons } \lambda = Q_2 x \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$$

$$\text{et } n = 2 r Q_2$$

$$\frac{E_2}{E_1} = j \frac{\lambda}{1 + jn} = \lambda \frac{n}{1+n^2} + j \lambda \frac{1}{1+n^2} \quad (4)$$

Ce rapport $\frac{E_2}{E_1}$ est fonction de λ (donc du couplage entre les deux circuits) et de n (soit de la variation de fréquence $\frac{\Delta F}{F_0}$).

$$\text{Posons } X = \lambda \frac{n}{1+n^2}$$

$$\text{et } Y = \lambda \frac{1}{1+n^2}$$

$$\frac{X}{Y} = n$$

$$\frac{E_2}{E_1} = X + jY \quad (5)$$

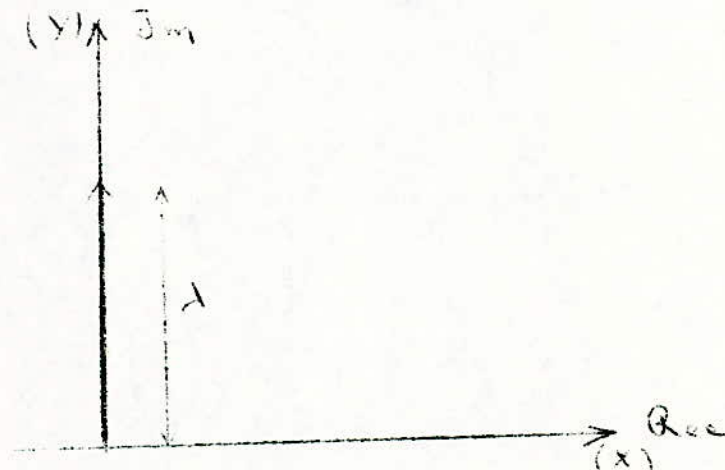
3- Discussion suivant F et F₀

- Cas où $F = F_0$ $F - F_0 = 0$ $r = 0$ $n = 0$

$X = 0$ et $Y = \lambda$

$$\boxed{\frac{E_2}{E_1} = j\lambda}$$

On peut alors représenter le rapport $\frac{E_2}{E_1} = j\lambda$ par un vecteur de module $|\vec{E}_2|/|\vec{E}_1| = \lambda$ porté sur l'axe des imaginaires dans le plan de Laplace.

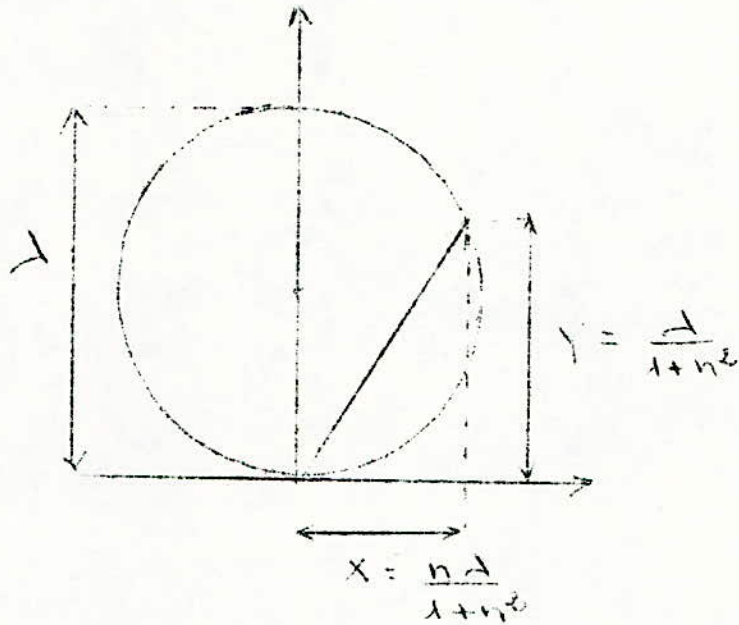


- Cas où $F \neq F_0$

$$Y = \lambda \frac{1}{1+n^2} = \lambda \frac{1}{1 + \left(\frac{X}{Y}\right)^2} \quad Y^2 - \lambda Y + X^2 = 0$$

Cette équation représente un cercle de diamètre λ tangent à l'axe des X à l'origine des coordonnées et dont le centre est sur l'axe des Y.

λ croit linéairement avec le coefficient de couplage de x , et l'angle ψ que fait le vecteur $\frac{E_2}{E_1}$ avec l'axe des Y est tel que :

$$\frac{E_2}{E_1} \operatorname{tg} \psi = \frac{X}{Y} = n$$


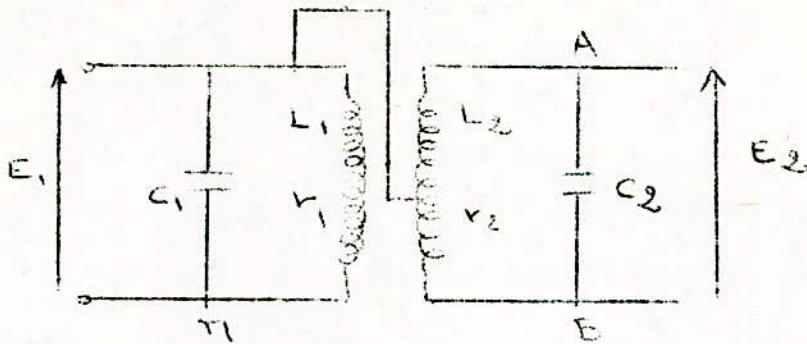
II- INDUCTANCE PRIMAIRE RELIEE AU POINT MILIEU DE L'INDUCTANCE DU CIRCUIT SECONDAIRE :

Expression des différences de potentiel entre les points A et M.

$$V_{AM} = E_1 + \frac{E_2}{2} = E_1 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{E_2}{E_1} \right)$$

$$V_{BM} = E_1 - \frac{E_2}{2} = E_1 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{E_2}{E_1} \right)$$

(6)



$$V_{AM} = E_1 \left[\left(1 + \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{n}{1+n^2} \right) + j \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{1+n^2} \right]$$

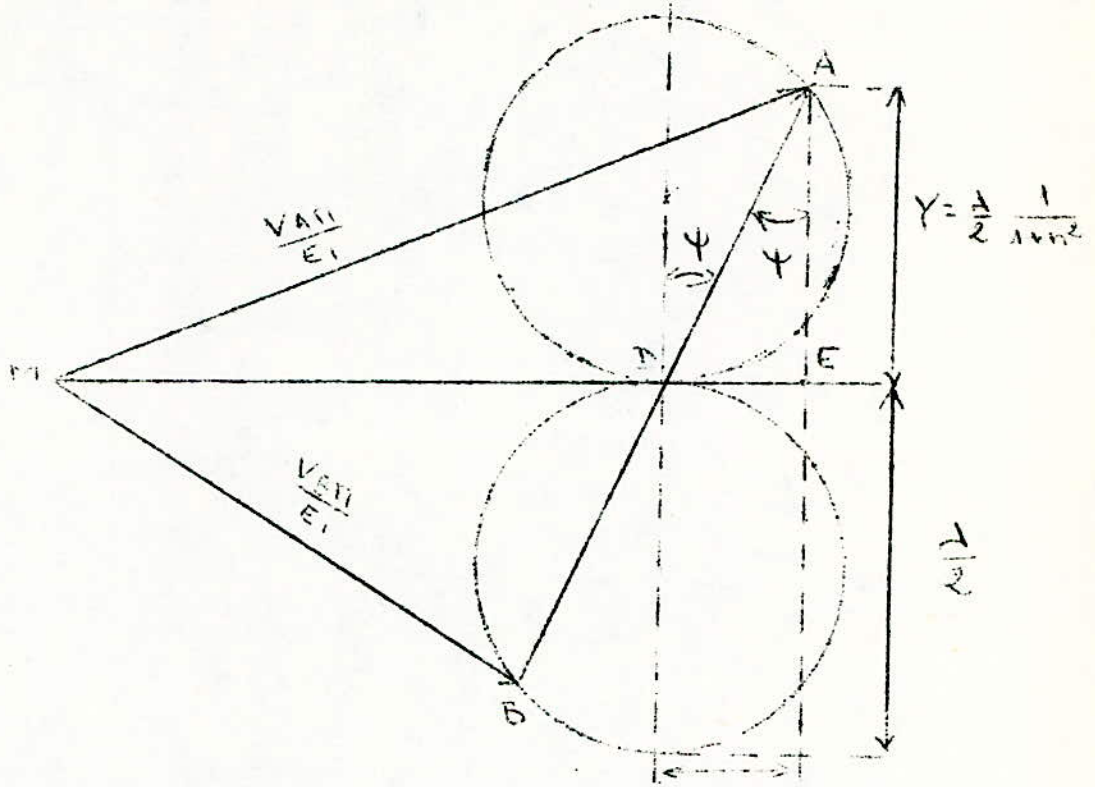
$$V_{EM} = E_1 \left[\left(1 - \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{n}{1+n^2} \right) + j \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{1+n^2} \right]$$

Les modules de V_{AM} et V_{EM} seront :

$$|V_{AM}| = |E_1| \sqrt{\left(1 + \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{n}{1+n^2} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\lambda \cdot \frac{1}{1+n^2} \right)^2} \quad (7)$$

$$|V_{EM}| = |E_1| \sqrt{\left(1 - \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{n}{1+n^2} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\lambda \cdot \frac{1}{1+n^2} \right)^2} \quad (8)$$

Puisque maintenant on a $\frac{1}{2} \frac{E_2}{E_1}$, donc on aura un vecteur représentant $\frac{1}{2} \frac{E_2}{E_1}$ qui $\frac{1}{2} \frac{E_2}{E_1}$ décrira un cercle de diamètre $\frac{\lambda}{2}$



$$\frac{DE}{AE} = \frac{\frac{\lambda}{2} \cdot \frac{n}{1+n^2}}{\frac{\lambda}{2} \cdot \frac{1}{1+n^2}} = \tan \psi = n$$

$$\frac{DA}{\lambda/2} = \cos \psi, \cos \psi = \frac{AE}{DA} \Rightarrow AE = \frac{\lambda}{2} \cos^2 \psi$$

$$DE = \frac{\lambda}{2} \cos \psi \sin \psi$$

Le vecteur $\frac{V_{AB}}{E_1}$ est l'hypoténuse d'un triangle rectangle

dont les côtés sont égaux à : $1 + DE = 1 + \frac{\lambda}{2} \cos \psi \sin \psi$

$$= 1 + \frac{\lambda^2 \sin 2\psi}{4}$$

$$\text{et à : } AE = \frac{\lambda^2 \cos^2 \psi}{2}$$

$$\left| \frac{V_{AB}}{E_1} \right| = \sqrt{1 + \frac{\lambda^2}{4} + \frac{\lambda^2 \sin 2\psi}{2} + \frac{\lambda^2 \cos^2 \psi}{2}}$$

$$\left| \frac{V_{En}}{E_1} \right| = \sqrt{1 + \frac{\lambda^2}{8} - \frac{\lambda \sin 2\psi}{2} + \frac{\lambda^2 \cos 2\psi}{8}}$$

III- ETUDE LORSQUE $E_1 = \text{constante}$:

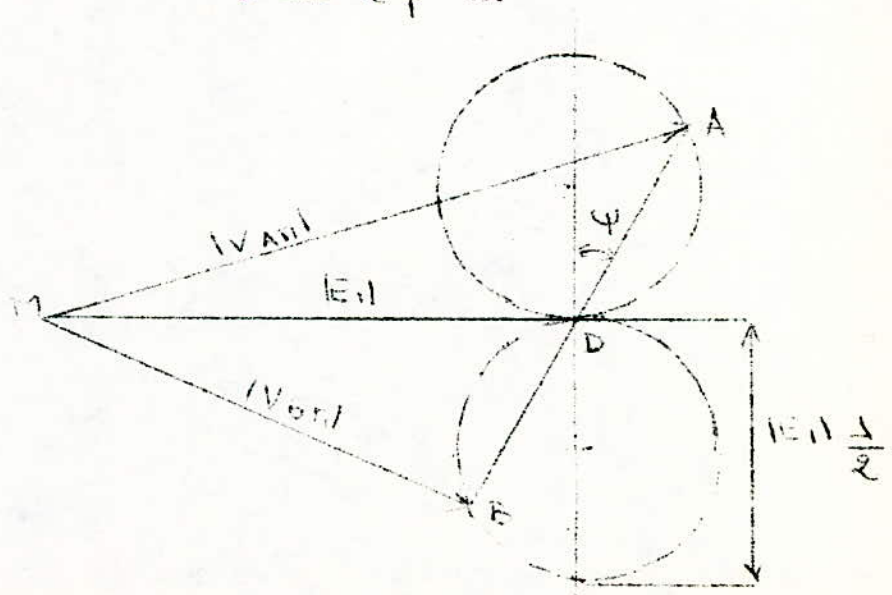
$$(9) \quad |V_{An}| = \sqrt{1 + \frac{\lambda^2}{8} + \frac{\lambda \sin 2\psi}{2} + \frac{\lambda^2 \cos 2\psi}{8}} |E_1|$$

$$(10) \quad |V_{En}| = \sqrt{1 + \frac{\lambda^2}{8} - \frac{\lambda \sin 2\psi}{2} + \frac{\lambda^2 \cos 2\psi}{8}} |E_1|$$

E_1 est constant, on peut encore dire que l'écart maximum de fréquence de part et d'autre de F_0 est tel qu'il n'entraîne aucune variation appréciable de E_1 .

Si l'on multipliait les autres longueurs par $|E_1|$ on aurait :

- Le diamètre des cercles deviendrait alors : $\frac{\lambda}{2} |E_1|$
- Le vecteur MD conservera toujours une longueur invariable.
- On aura toujours $\tan \psi = n$.



Comme $\frac{|E_2|}{|E_1|} = \lambda$ $|E_1| \frac{\lambda}{2} = \frac{|E_2|}{2}$

Recherchons maintenant pour quelle valeur de l'angle ψ on obtient le maximum de la différence

$$|V_{AM}| - |V_{BM}|$$

On doit alors dériver et égaliser à zéro les différences des 2 expressions (9) et (10).

$$\frac{1}{\lambda^2} \left[1 + \frac{\lambda^2}{8} + \frac{\lambda \sin 2\psi}{2} + \frac{\lambda^2 \cos^2 \psi}{8} \right]^{-1/2} \left[\lambda \cos \psi - \frac{\lambda^2 \sin 2\psi}{4} \right]$$

$$- \frac{1}{\lambda^2} \left[1 + \frac{\lambda^2}{8} - \frac{\lambda \sin 2\psi}{2} + \frac{\lambda^2 \cos^2 \psi}{8} \right]^{-1/2} \left[-\lambda \cos \psi - \frac{\lambda^2 \sin 2\psi}{4} \right]$$

$$= 0 \Rightarrow$$

$$\cos^2 2\psi \left(1 - \frac{\lambda^2}{16} \right) + \cos 2\psi \left(1 + \frac{\lambda^2}{8} \right) + \frac{\lambda^2}{16} = 0$$

$$\Rightarrow \cos 2\psi = -\frac{\lambda^2}{16 + \lambda^2} = -\frac{1}{1 + \left(\frac{4}{\lambda}\right)^2}$$

où $\cos 2\psi = -1$ est une valeur à rejeter

On a un couplage faible lorsque $\lambda \rightarrow \infty$ a. d. $\psi \rightarrow 45^\circ$

Si λ augmente, ψ augmente c. a. d. $\psi > 45^\circ \Rightarrow 2\psi > 90^\circ$

On peut pour différentes valeurs de λ déterminer ψ et à partir de ψ déterminer $\tan \psi$ c. a. d. n, pour lesquelles la différence $|V_{AM}| - |V_{BM}|$ est maximale.

λ	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,5	2	2,5	3	λ
$\psi(f)$	44,9	41,07	41,28	41,63	46,10	46,65	43,5	40,75	33,11	25,16	4(3)
$\frac{V_{AM}}{V_{EM}}$	0,999	1,002	1,009	1,022	1,039	1,060	1,128	1,220	1,336	1,477	1,74

IV- TRACES DES COURBES $\frac{|V_{AM}| - |V_{EM}|}{|E_d|} = f(n)$

$$\frac{|V_{AM}| - |V_{EM}|}{|E_d|} = \sqrt{\left(1 + \frac{\lambda}{2} \frac{n}{1+n^2}\right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\lambda}{1+n^2}\right)^2} - \sqrt{\left(1 - \frac{\lambda}{2} \frac{n}{1+n^2}\right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\lambda}{1+n^2}\right)^2}$$

On tracera les courbes pour les valeurs suivantes de λ : $\lambda = 0,5$ $\lambda = 1$ $\lambda = \sqrt{2}$

$\lambda = 2$
Les tracés de courbes sont représentés en page suivante.

Remarques :

$|V_{AM}| - |V_{EM}|$ est nul pour $n=0$ c. a. d. lorsque $F=F_0$ soit : à la fréquence d'accord la tension détectée est nulle.

Lorsque n augmente $|V_{AM}| - |V_{EM}|$ augmente aussi, passe par un maximum puis diminue.

On trouve les symétriques, par rapport à l'origine de ces courbes, en prenant des valeurs négatives de n .

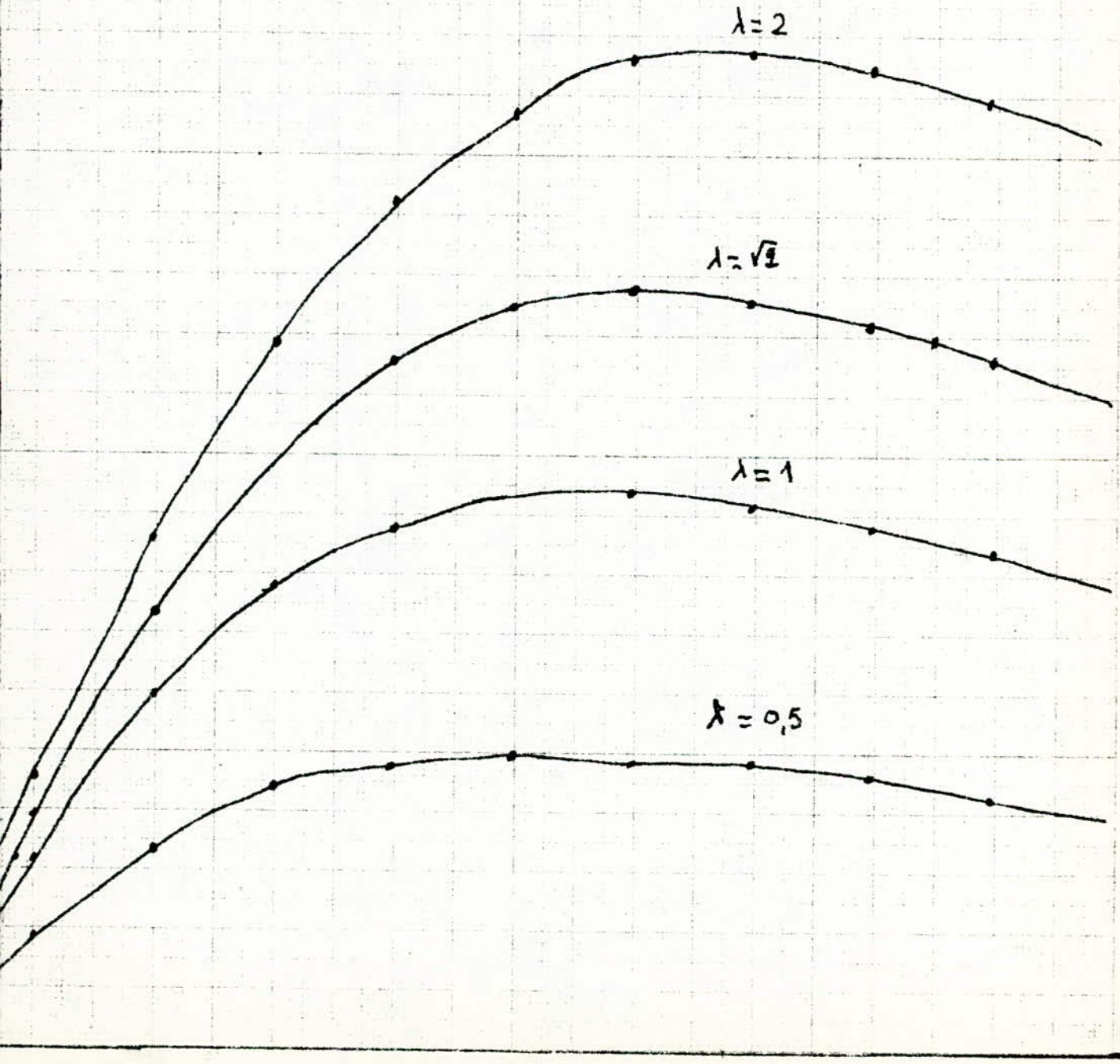
Ces courbes sont d'autant plus linéaires que λ est grand.

$$\frac{|V_{ant} - V_{enl}|}{E_1}$$

Echelle.
Ordonnée
1 cm \rightarrow 0,05 div
Abscisse
1 cm \rightarrow 0,1 div
 $\rightarrow m$

Courbes donnant $\frac{|V_{ant} - V_{enl}|}{E_1}$ en
fonction de m pour différentes valeurs de λ

$$\frac{|V_{ant} - V_{enl}|}{E_1}$$



CONCLUSION :

D'après ce qui a été vu on peut donc réaliser un dispositif qui transforme les variations de fréquences en variations de tensions.

V- LINEARITE - CORRECTION DE LA LINEARITE :

1- Etude de la linéarité :

D'après les tracés des courbes $|V_{AM}| - |V_{EM}|$; ces courbes ne sont linéaires que pour de $|E_1|$ faibles valeurs de n ($n < 0,3$).

Calculons alors les pentes de ces courbes pour $n = 0$
La pente D est obtenue en dérivant $(V_{AM} - V_{EM})$ par rapport à n . Ainsi on a :

$$D = \frac{d}{dn} [|V_{AM}| - |V_{EM}|]$$

$$D = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{4} \frac{\lambda^2 + 4 + 4n}{1 + n^2} \right)^{-1/2} \frac{1}{1+n} \left[1 - \frac{n}{2} \frac{1 - 4n}{1 + n^2} \right] - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{4} \frac{\lambda^2 - 4 + 4n}{1 + n^2} \right)^{-1/2} \frac{1}{1+n} \left[-1 - \frac{n}{2} \frac{1 - 4n}{1 + n^2} \right]$$

Pour $n = 0$

$$D(n=0) = \lambda \left(1 + \frac{\lambda^2}{4} \right)^{-1/2} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 + \frac{\lambda^2}{4}}} = \lambda g_x$$

Calculons $D(n=0)$ pour $\lambda = 0,5 ; 1 ; \sqrt{2} ; 2$
On obtient :

λ	0,5	1	$\sqrt{2}$	2
$D(n=0)$	0,485	0,891	1,152	1,111

Pour éviter les distorsions qui pourraient être

introduites par un manque de linéarité des courbes

$$\frac{|V_{AM}| - |V_{BM}|}{|E_1|}$$

On devrait avoir :

$$\frac{|V_{AM}| - |V_{PM}|}{|E_1|} = D (n=C) \times n = tg \times n$$

Voyons comment on peut corriger le manque de linéarité de $\frac{|V_{AM}| - |V_{BM}|}{|E_1|}$. (E_1) étant toujours considéré comme ~~est~~ $|E_1|$ constant

2- Correction de la linéarité:

Comme la courbe $\frac{|V_{AM}| - |V_{BM}|}{|E_1|}$ n'est pas linéaire, on doit donc la multiplier par un facteur de linéarisation F tel que :

$$F \times \frac{|V_{AM}| - |V_{BM}|}{|E_1|} = tg \times n$$

Connaissant $\frac{|V_{AM}| - |V_{PM}|}{|E_1|}$ et $tg \times n$; pour différentes valeurs de $|E_1|$ on détermine les courbes de linéarisation correspondantes en fonction de n .

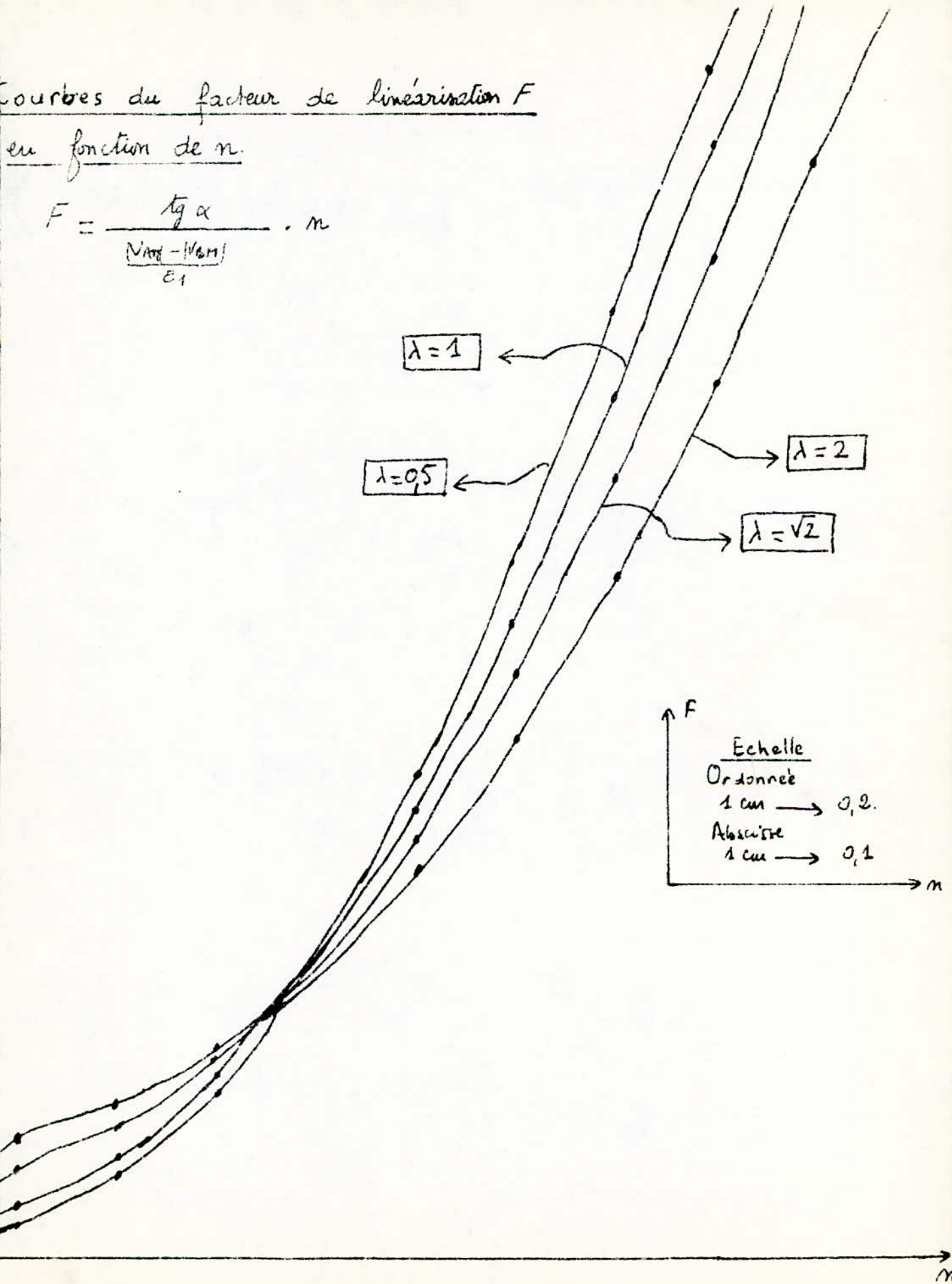
Ces courbes sont tracés sur la page suivante

En pratique, ce facteur de linéarisation ne peut-être introduit que par E_1 . En effet jusqu'à présent, on a considéré $E_1 =$ constante en fait :

$$E_1 = \frac{L_1 W_0 Q_1 (1 + j 2r Q_2)}{(1 + 2jr Q_1)(1 + 2jr Q_2) + x^2 Q_1 Q_2} I_1$$

Courbes du facteur de linéarisation F
en fonction de n.

$$F = \frac{\text{tg } \alpha}{\frac{V_{\text{int}} - V_{\text{ext}}}{E_1}} \cdot n$$



Echelle
Ordonnée
1 cm \rightarrow 0,2.
Abscisse
1 cm \rightarrow 0,1

Or $2r Q_2 = n$ et

$$|E_1| = \frac{L \omega_0 Q_1 \sqrt{1+n^2}}{\sqrt{(1+4r^2 Q_1 Q_2 + x^2 Q_1 Q_2)^2 + 2r(Q_1 r Q_2)^2}} I_1$$

Posons : $Q_1 = R Q_2$ il vient que :

$$|E_1| = \frac{L \omega_0 Q_1 \sqrt{1+n^2}}{\sqrt{(1+4r^2 Q_2^2 R + x^2 Q_2^2 R)^2 + 2r Q_2^2 (1+R)^2}} I_1$$

Normalisant $|E_1|$ par rapport à $|E_1|$ ($n=0$) de façon à éliminer le courant I_1 qui est inconnu.

$$|E_1|_{(n=0)} = \frac{L \omega_0 Q_1 I_1}{(1+x^2 Q_2^2 R)}$$

$$\frac{|E_1|}{|E_1|_{(n=0)}} = \frac{(1+x^2 Q_2^2 R) \sqrt{1+n^2}}{\sqrt{(1+4r^2 Q_2^2 R + x^2 Q_2^2 R)^2 + (n(1+R))^2}}$$

Le terme $x^2 Q_2^2 R = x^2 Q_2 Q_1$ représente l'indice de couplage au carré k^2 d'où :

$$\frac{|E_1|}{|E_1|_{(n=0)}} = \frac{(1+k^2) \sqrt{1+n^2}}{\sqrt{(1+R n^2 + k^2)^2 + (n(1+R))^2}}$$

Donc $\frac{|E_1|}{|E_1|_{(n=0)}}$ va varier avec n

Traçons ces courbes pour différentes valeurs de k et de R

Prenons $k = 3$ $h = 1$ et $h = 5$

$$k = 2 \quad h \begin{cases} 1 \\ 0,7 \\ 0,33 \end{cases}$$

Ces courbes sont tracées sur la page suivante.

Courbes donnant $\frac{|E_1|}{|E_1|_{m=0}} = f(m)$ avec $h = \frac{Q_2}{Q_1}$

$\frac{|E_1|}{|E_1|_{m=0}}$

$\frac{|E_1|}{|E_1|_{m=0}}$

Echelle

Abscisse

1 cm \rightarrow 0,1

Ordonnée

1 cm \rightarrow 0,5

m

$h = 2$
 $h = 0,33$

$h = 3$
 $h = 5$

$h = 3$
 $h = 1$

$h = 2 ; h = 0,7$

$h = 2$
 $h = \sqrt{3}$

$h = 2$
 $h = 1$

m

CONCLUSION

Pour corriger le manque de linéarité de $\frac{|V_{AM}| - |V_{FM}|}{|E_1|}$ pour un λ donné, on doit comparer la courbe de linéarisation correspondante aux courbes $\frac{|E_1|}{|E_1| (n=0)}$. La meilleure linéarité est donnée en choisissant h et k tels que la courbe $\frac{|E_1|}{|E_1| (n=0)}$, donnée par ces paramètres, se rapproche le plus possible de la courbe de linéarisation choisie.

COMMENTAIRE

En comparant les réseaux courbes des pages précédentes. On remarque que la courbe

$\frac{|E_1|}{|E_1| (n=0)}$ pour $k=2$ et $h=0,33$ et la courbe de linéarisation pour $\lambda=0,5$ se recouvrent assez bien jusqu'à $n=1,5$

Pour $n=1,4$ l'erreur est de $\frac{0,2}{2,9} = 0,068 \approx 7\%$

Au delà de $n=1,5$ la courbe de linéarisation augmente, alors que celle de $|E_1|$ décroît.

La compensation du manque de linéarité de $\frac{|E_1|}{|E_1| (n=0)}$

$\frac{|V_{AM}| - |V_{FM}|}{|E_1|}$ n'est plus assurée par les variations de

$\frac{|E_1|}{|E_1| (n=0)}$

On voit donc que la linéarité impose une valeur maximale de n , donc une valeur maximale de Q_2 puisque $n = (2 \Delta F / F_0) Q_2$
 De même, la courbe $\frac{|E_1|}{|E_1|_{(n=0)}}$ pour $k=3$ et $h=5$ recouvre assez bien la courbe de linéarisation $\lambda=2$ jusqu'à $n=1,2$ ce qui permet de prendre Q_2 supérieur aux cas précédents.

VI- ETUDE DE LA SENSIBILITE

Considérant que le primaire du circuit couple accordé est précédé d'un étage amplificateur de pentes λ et ayant une tension d'entrée E_e

Alors aux bornes du primaire on aura :

$$E_1 = -j \left(\frac{1+jn}{A} \right) \left(\frac{\lambda E_e \sqrt{R_1 R_2} R_1}{R_1^2 + k(1+k^2 R_1^2)} \right)$$

Rappelons que :

k est l'indice de couplage

$$n = (2 \Delta F / F_0) Q_2$$

R_1 = résistance vue aux bornes du primaire

R_2 = résistance vue aux bornes du secondaire

$$|E_1|_{(n=0)} = \frac{\lambda E_e \sqrt{R_1 R_2} R_1}{A} \cdot \frac{k}{1+k^2}$$

Si on considère la partie linéaire du produit des courbes choisies (h, k, λ fixés) tracées en pages précédentes

$$\begin{aligned} \text{VARIATION: } & \lambda \times n \times |E_1|_{(n=0)} \\ & = \frac{\lambda E_e \sqrt{R_1 R_2} R_1}{A} \cdot \lambda \times n \times \frac{k}{1+k^2} \end{aligned}$$

La sensibilité est alors définie comme le

rapport de $\frac{V_{AM} - V_{EM}}{2}$ par E_e ce qui nous donne la sensibilité.

$$S = \lambda \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{1} \cdot \frac{k}{1+k^2} \cdot \lambda_g \cdot n$$

Comme $R_1 = \frac{Q_1}{C_1 \omega}$; $R_2 = \frac{Q_2}{C_2 \omega}$ et $Q_1 = k Q_2$

$$\sqrt{R_1 R_2} = \frac{1}{4\pi \Delta f} \sqrt{\frac{k}{C_1 C_2}}$$

Puisque $n = (2\Delta f / F - 1) Q_2$

d'où :

$$S = \left(\frac{1}{1} \sqrt{\frac{k}{C_1 C_2}} \frac{\lambda}{4\pi \Delta f} \right) \left(\frac{k}{1+k^2} \right) \lambda_g \cdot n^2$$

REMARQUE

On voit que l'on peut améliorer la sensibilité en prenant C_1 et C_2 aussi petit que possible.

Par ailleurs, on voit la sensibilité diminuer quand λ augmente. Or la linéarité augmente avec λ d'où le dilemme linéarité-sensibilité.

De plus n est limité par la linéarité ; ce qui limite aussi la sensibilité.



CHAPITRE (3)

//) DISTORSION NON // LINEAIRE EN MF

- I- Vitesse de groupe et vitesse de phase (définition)
- II- Distorsion subie par un signal MF dans un quadropole transmetteur.
 - 1°) -Non linéarité de la caractéristique de phase.
 - 2°) -Calcul du taux d'harmonique apporté au signal.

I/ VITESSE DE PHASE ET VITESSE DE GROUPE

A/ Vitesse de Phase La phase d'une onde de fréquence w , se propage dans le sens des x positifs, et s'écrit :

$$\phi(t, x) = wt - \beta x$$

wt = phase de l'onde qui ne s'est pas propagée

βx = différence des deux phases avec le signe (+) ou (-) selon la référence.

- Pour calculer la vitesse de phase, v_p , on écrit :

$\phi(t, x) = \text{constante}$ pour un observateur qui se déplace à la vitesse de phase v_p

. La phase de l'onde que voit cet observateur est :

$$\phi(t, v_p t) = wt - \beta v_p t = (w - \beta v_p) t$$

. Donc, cet observateur parcourt $dx = v_p dt$ en un temps dt :

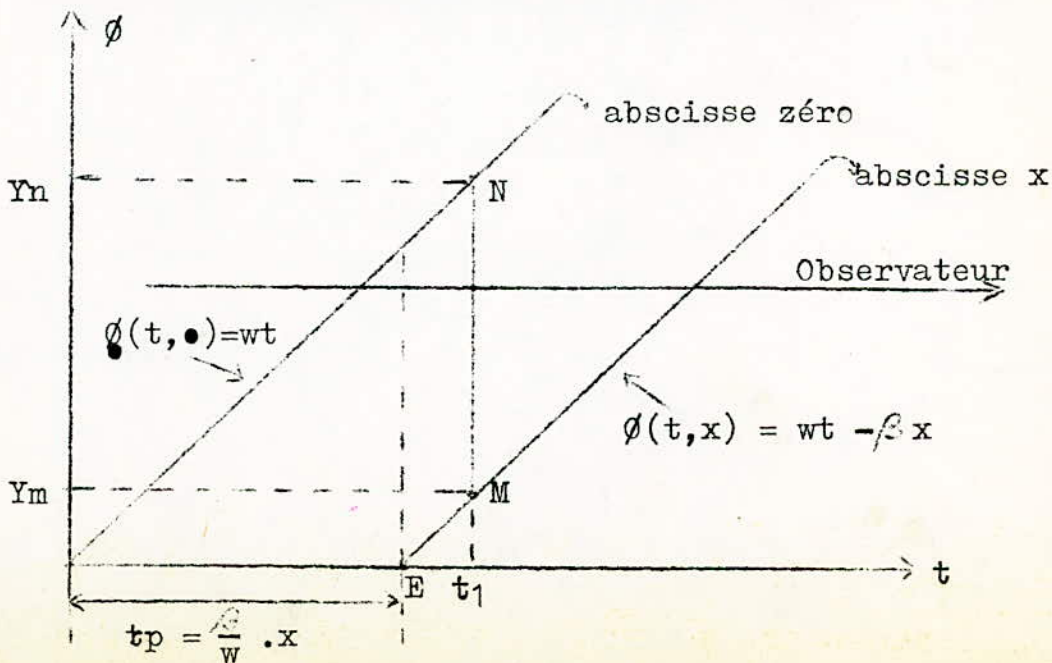
$$d\phi = w dt - \beta dx = 0 \quad (\text{car } \phi = \text{constante})$$

$$v_p = \frac{dx}{dt} = \frac{w}{\beta}$$

- Le temps de propagation de phase est :

$$t_p = x \cdot \frac{\beta}{w}$$

B/ Illustration graphique de la vitesse de phase



L'observateur, qui va de gauche à droite, verra la même phase à chaque instant, s'il se déplace de 0 en x , en un temps t_p défini par : $t_p = \frac{x}{w}$

Pour évaluer l'écart vertical MN entre les deux droites on écrit : $w = \frac{MN}{OE} = \frac{MN}{t_p} = \frac{MN}{\frac{x}{w}}$

$$MN = wx$$

Conclusion Si l'on cherche la phase $\phi(t, x)$ au temps t_1 , et à l'abscisse x , on trouve le point M en prenant l'intersection de la droite d'abscisse x avec la droite $t=t_1$

$$\phi(t, x) = Y_m = Y_n - NM = wt - kx$$

$$v_p = \frac{w}{k}$$

A' / Vitesse de groupe

$$\Delta\phi(t, x) = \Delta wt - \Delta kx = (w + \Delta w)t - (k + \Delta k)x - (wt - kx)$$

$\Delta\phi(t, x)$ = différence de phase au temps t et à l'abscisse x entre 2 ondes de fréquence voisines w et $w + \Delta w$

- Pour calculer la vitesse de groupe, on écrit :

$\Delta\phi(t, x)$ = constante pour un observateur se déplaçant à la vitesse de groupe v_g

- La différence de phase que "voit" cet observateur s'écrit

$$\Delta\phi(t, v_g t) = \Delta wt - \Delta k v_g t = (\Delta w - \Delta k v_g)t$$

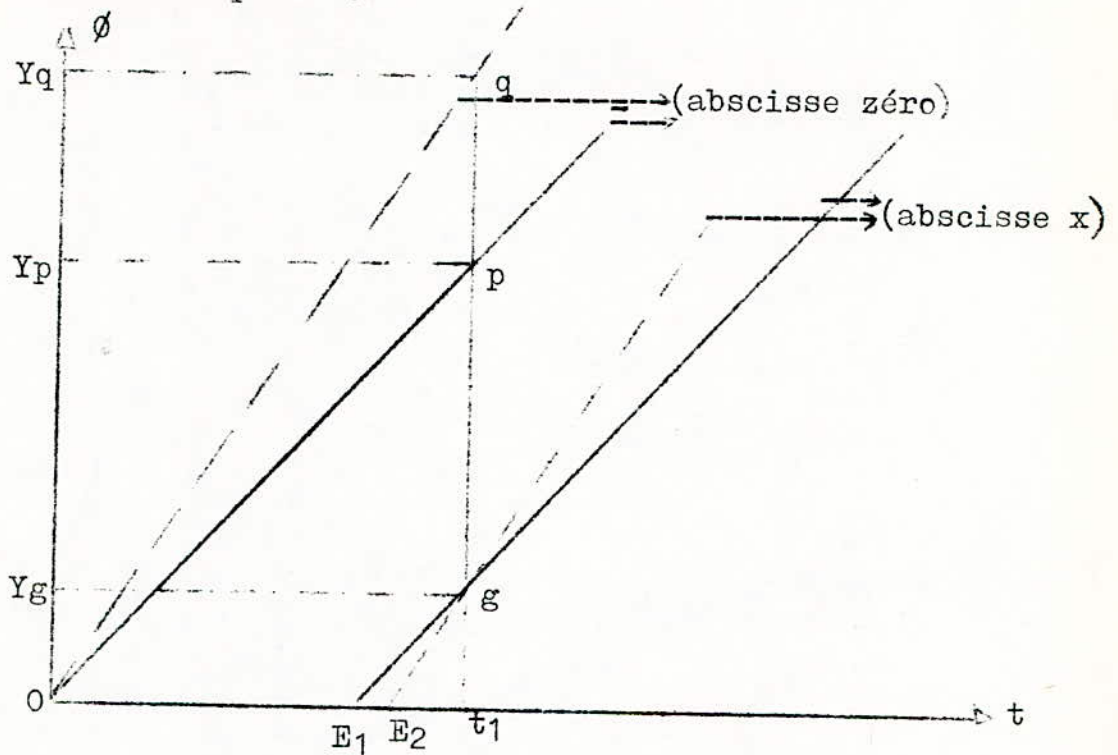
$$\frac{\Delta\phi(t, v_g t)}{t} = 0 \Rightarrow v_g = \frac{\Delta w}{\Delta k}$$

- Le temps de propagation de groupe peut alors s'écrire :

$$t_g = \frac{x}{v_g} = x \frac{\Delta k}{\Delta w}$$

B' / Illustration graphique de la vitesse de groupe

On procède , alors , de la même manière que pour la vitesse de phase :



- Ondes de fréquence w (en traits pleins)
- " " " " $w + \Delta w$ (en tirets)

Les droites sont parallèles deux à deux :

$$OE_1 = \frac{c}{w} x \quad ; \quad OE_2 = \frac{c + \Delta c}{w + \Delta w} x$$

Les deux droites correspondant à l'abscisse x se coupent en g , donc l'écart de phase existant en O se trouvera en g il s'agit alors de déterminer le temps mis par le groupe des deux ondes pour parcourir la distance Og .

- Pour la fréquence w , on a (le trajet Opg) :

$$\phi_1(t, x) = Y_g = Y_p - pg = wt - \beta x$$

- Pour la fréquence $w + \Delta w$, on a (le trajet Oqg) :

$$\phi_2(t, x) = Y_g = Y_q - qg = (w + \Delta w)t - (\beta + \Delta \beta)x .$$

- On écrit que : $\phi_1 + \phi_2 = 0 \Rightarrow \Delta w t - \Delta \beta x = 0$

$$\Rightarrow \boxed{v_g = \frac{x}{t} = \frac{\Delta w}{\Delta \beta}}$$

II/ DISTORSION SUBI PAR UN SIGNAL MF DANS UN QUADRIPOLE TRANSMETTEUR

1/ Aspect général du problème : Non linéarité de la caractéristique de phase

Entre un modulateur M, qui délivre un signal HF modulé en fréquence, et le discriminateur D, chargé de la démodulation, se trouve un certain nombre de quadripôles, c-à-d un ensemble "quadripôle transmetteur".

Le signal à l'entrée de ce quadripôle est caractérisé par sa fréquence instantanée ou encore par l'écart de fréquence instantanée ($\delta w = w - w_0$) entre w et la fréquence porteuse w_0 .

C'est la non linéarité de la loi phase φ_g de ce quadripôle en fonction de w , ou bien, ce qui revient à la même, en fonction de l'écart δw qui produit la distorsion.

- On sait que $\phi(t, x) = w_0 t - \beta x$

$\phi(t, x)$ = phase d'une onde de fréquence w_0 qui a parcouru une distance x et qui a acquis un déphasage $-\beta x$ par rapport à l'onde qui se trouve à l'abscisse $x=0$

- On peut écrire $\phi = w_0 t + \varphi_g$ pour la phase d'un signal de fréquence w_0 qui a traversé un quadripôle et qui a aussi acquis un déphasage φ_g par rapport au signal qui se trouve à l'entrée.

- Si on a affaire, non plus à une fréquence pure, mais à un spectre de fréquence, centré sur w_0 , d'un signal modulé en fréquence, la phase du signal de sortie du quadripôle s'écrira :

$$\phi = w_0 t + \delta \varphi(t) + \varphi_g$$

φ_g = déphasage à travers le quadripôle

$\delta \varphi(t)$ = écart de phase qui correspond à l'écart de fréquence $\delta w(t)$

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

REMARQUE : Le déphasage $\varphi_3(w)$ peut être calculé ou relevé expérimentalement en notant la différence de phase entre la sortie et l'entrée, en fonction de w , variant autour de w_0 :

- le calcul correspond au régime "stationnaire"
- le relevé correspond au régime "quasi-stationnaire" ou "stationnaire", c-à-d à des variations lentes de la fréquence w .

Aussi, doit-on supposer que cette loi de phase est encore valable lorsque le signal est modulé en fréquence.

Ainsi, le fait d'introduire le déphasage φ_3 nous amène à considérer le signal MDF sous son double aspect MDP et MDF.

<u>ENTREE</u>	Q	<u>SORTIE</u>
<u>Aspect MDP</u> écart de phase : $\varphi(t) = \omega t - \omega_0 t$	Q	<u>Aspect MDP</u> écart de phase : $\varphi(t) + \varphi_3(\omega)$
<u>Aspect MDF</u> écart de fréquence : $\frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega - \omega_0$		<u>Aspect MDF</u> écart de fréquence : $\frac{d\varphi(t)}{dt} + \frac{d\varphi_3(\omega)}{dt}$ $= \omega - \omega_0 + \frac{d\varphi_3(\omega)}{dt}$

Soit

$$a e^{j(\omega_0 t + \dots)} \rightarrow \boxed{A(\omega) e^{j\varphi_3(\omega)}} \rightarrow a A(\omega) e^{j/\omega_0 t + \dots + \varphi_3(\omega)}$$

l'amplitude $aA(\omega) = \text{constante}$ à cause de la limitation.

-L'écart de phase à la sortie du Q est la somme de "l'écart signal" et de l'écart obtenu en dérivant par rapport au temps le déphasage $\varphi_3(\omega)$

-Si le Q était idéal, la loi de variation de φ_3 serait linéaire, et il n'y aurait pas de distorsion; en réalité la caractéristique de phase du quadripôle n'est pas linéaire et l'on peut exprimer par son développement en série :

$$\varphi_3(\omega) = b_0 + b_1(\omega - \omega_0) + b_2(\omega - \omega_0)^2 + \dots + b_r(\omega - \omega_0)^r + \dots$$

$$\varphi_3(\omega) = b_0 + b_1 \omega + b_2 \omega^2 + \dots + b_r \omega^r + \dots$$

2/ Calcul du taux d'harmonique apporté au signal

Si l'on considérait une modulation (ou un signal) sinusoïdale de pulsation Ω on aurait :

$$\xi w = \Delta w \sin \Omega t$$

$$\Rightarrow \varphi_4 = b_0 + b_1 \Delta w \sin \Omega t + b_2 (\Delta w)^2 \sin^2 \Omega t + b_3 (\Delta w)^3 \sin^3 \Omega t + b_4 (\Delta w)^4 \sin^4 \Omega t + \dots$$

En développant les termes en $\sin \Omega t$ et en nous limitant aux termes en $\sin^4 \Omega t$, on aurait :

$$\begin{aligned} \varphi_4(w) = & \left[b_0 + \frac{b_2}{2} (\Delta w)^2 + \frac{3b_4}{8} (\Delta w)^4 \right] \\ & + \left[b_1 \Delta w + \frac{3b_3}{4} (\Delta w)^3 \right] \sin \Omega t - \left[\frac{b_2}{2} (\Delta w)^2 + \frac{b_4}{4} (\Delta w)^4 \right] \cos 2\Omega t \\ & - \left[\frac{b_3}{4} (\Delta w)^3 \right] \sin 3\Omega t + \left[\frac{b_4}{8} (\Delta w)^4 \right] \cos 4\Omega t \end{aligned}$$

En ne tenant compte que des premiers termes, on peut écrire

$$\varphi_4(w) = b_0 + \frac{b_2}{2} (\Delta w)^2 + b_1 \Delta w \sin \Omega t - \frac{b_2}{2} (\Delta w)^2 \cos 2\Omega t - \frac{b_3}{4} (\Delta w)^3 \sin 3\Omega t + \frac{b_4}{8} (\Delta w)^4 \cos 4\Omega t$$

On peut alors donner les différents taux d'harmoniques :

a) Taux d'harmonique :

Les taux d'harmoniques sont les valeurs relatives de l'amplitude de chaque harmonique par rapport à l'amplitude du terme fondamental

En négligeant les signes on peut écrire :

$$\left. \begin{aligned} R_2 &= \frac{1}{2} \cdot b_2 / b_1 \cdot \Delta w \\ R_3 &= \frac{1}{4} \cdot b_3 / b_1 \cdot (\Delta w)^2 \\ R_4 &= \frac{1}{8} \cdot b_4 / b_1 \cdot (\Delta w)^3 \end{aligned} \right\} \quad (A)$$

Connaissant les coefficients de la courbe $\varphi_4(w) = f(\Delta w)$ on peut calculer les taux R_2, R_3, R_4 . Mais ceci dans la partie utile du discriminateur.

La courbe $\varphi_4(w) = f(\Delta w)$ est alors presque linéaire, et la méthode de détermination de taux manque de précision.

Aussi la dérivée $\frac{d\varphi_4(w)}{d(\Delta w)}$ permet d'augmenter considérablement la précision.

On aura ainsi :

$$y = \frac{d\varphi(\delta\omega)}{d(\delta\omega)} = b_1 + 2b_2(\delta\omega) + 3b_3(\delta\omega)^2 + \dots$$

On peut d'ailleurs tracer cette courbe $y = f(\delta\omega)$ connaissant les coefficients b_n . A partir de cette courbe, on peut déterminer les taux d'harmoniques, si on se limite aux harmoniques 2 et 3.

Le signal d'entrée étant : $\delta\omega = \Delta\omega \sin \Omega t$

Soit : y'_0, y'_1, y'_2 les pentes de la courbe originale $\varphi(\omega) = f(\delta\omega)$ c. a. d. ordonnées de la courbe $y = f(\delta\omega)$ correspondant aux valeurs de telle que :

$$\delta\omega = 0 \rightarrow y'_0 = \frac{dy}{d(\delta\omega)}(0) = b_1$$

$$\delta\omega = +\Delta\omega \rightarrow y'_1 = b_1 + 2b_2\Delta\omega + 3b_3(\Delta\omega)^2$$

$$\delta\omega = -\Delta\omega \rightarrow y'_2 = b_1 - 2b_2\Delta\omega + 3b_3(\Delta\omega)^2$$

Les variations de pente sont données par :

$$\Delta'_1 = y'_1 - y'_0 = 2b_2\Delta\omega + 3b_3(\Delta\omega)^2$$

$$\Delta'_2 = y'_2 - y'_0 = -2b_2\Delta\omega + 3b_3(\Delta\omega)^2$$

Les valeurs relatives par rapport à y'_0 sont :

$$\frac{\Delta'_1}{y'_0} = \frac{y'_1 - y'_0}{y'_0} = \frac{2b_2}{b_1}\Delta\omega + \frac{3b_3}{b_1}(\Delta\omega)^2$$

$$\frac{\Delta'_2}{y'_0} = \frac{y'_2 - y'_0}{y'_0} = -\frac{2b_2}{b_1}\Delta\omega + \frac{3b_3}{b_1}(\Delta\omega)^2$$

On obtient en fonction du taux d'harmonique :

$$\frac{\Delta'_1}{y'_0} = 4h_2 + 12h_3$$

$$\frac{\Delta'_2}{y'_0} = -4h_2 + 12h_3$$

} équations (2)

REMARQUE :

On voit que, d'après ces équations (qui sont égales) que les variations relatives de la dérivée sont beaucoup plus grandes que les taux d'harmoniques.

CONCLUSION :

Il paraît alors plus avantageux de mesurer les variations relatives de pente dues à la courbe dérivée $y = f'(\delta\omega)$ au lieu d'utiliser la caractéristique $\varphi_y(\omega) = f(\delta\omega)$ donc inutile de rechercher les coefficients b_0, b_1, b_2, \dots

b) Méthode de la dérivée :

On peut des équations (2) tirer h_2 et h_3

$$\left. \begin{aligned} h_2 &= \frac{1}{8} \frac{\Delta'_1 + \Delta'_2}{y'_0} \\ h_3 &= \frac{1}{24} \cdot \frac{\Delta'_1 - \Delta'_2}{y'_0} \end{aligned} \right\} \text{équations (3)}$$

La connaissance des ordonnées de $y = f(\delta\omega)$ pour $\delta\omega = 0$ et pour les valeurs symétriques de $\delta\omega$ par rapport à $\delta\omega = 0$ permet de déterminer h_2 et h_3 .

Si $y'_0 = y'_2 = y'_1 \Rightarrow h_2 = h_3 = 0$ La pente de la caractéristique originale $\varphi_y(\omega) = f(\delta\omega)$ est une droite entre les abscisses $\delta\omega = \pm \Delta\omega$. (fig 1)

- les équations (3) donnent un taux d'harmoniques

$h_2 = 0$ (fig 2)

- et un taux d'harmonique h_3 nul. (fig 3)

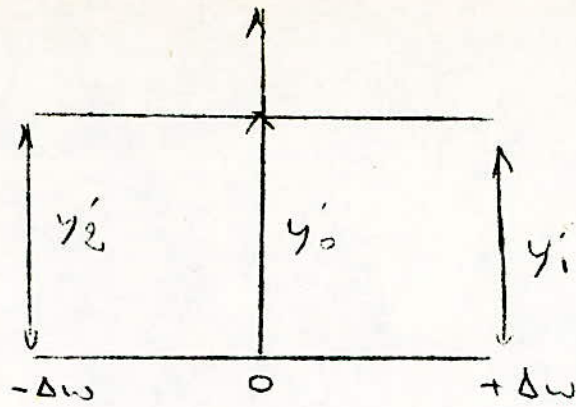


Fig. 1

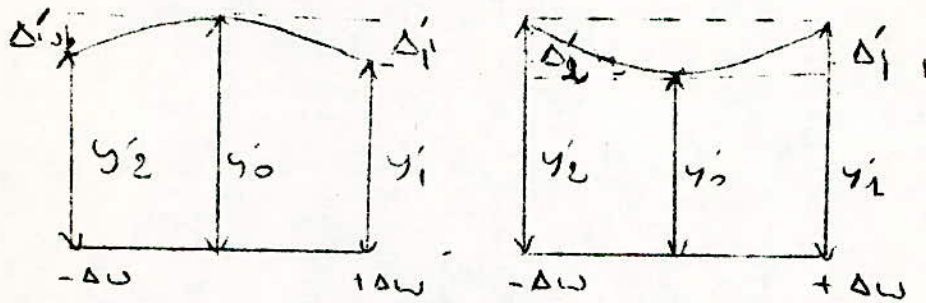


Fig. 2

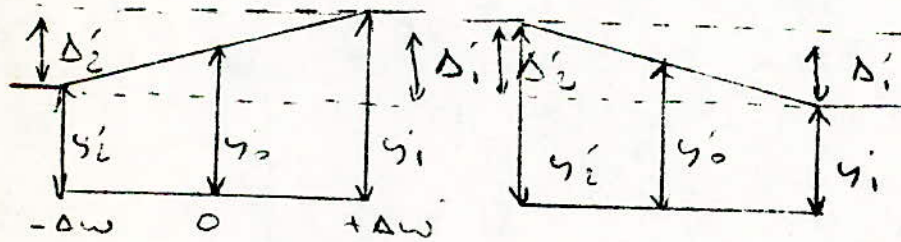


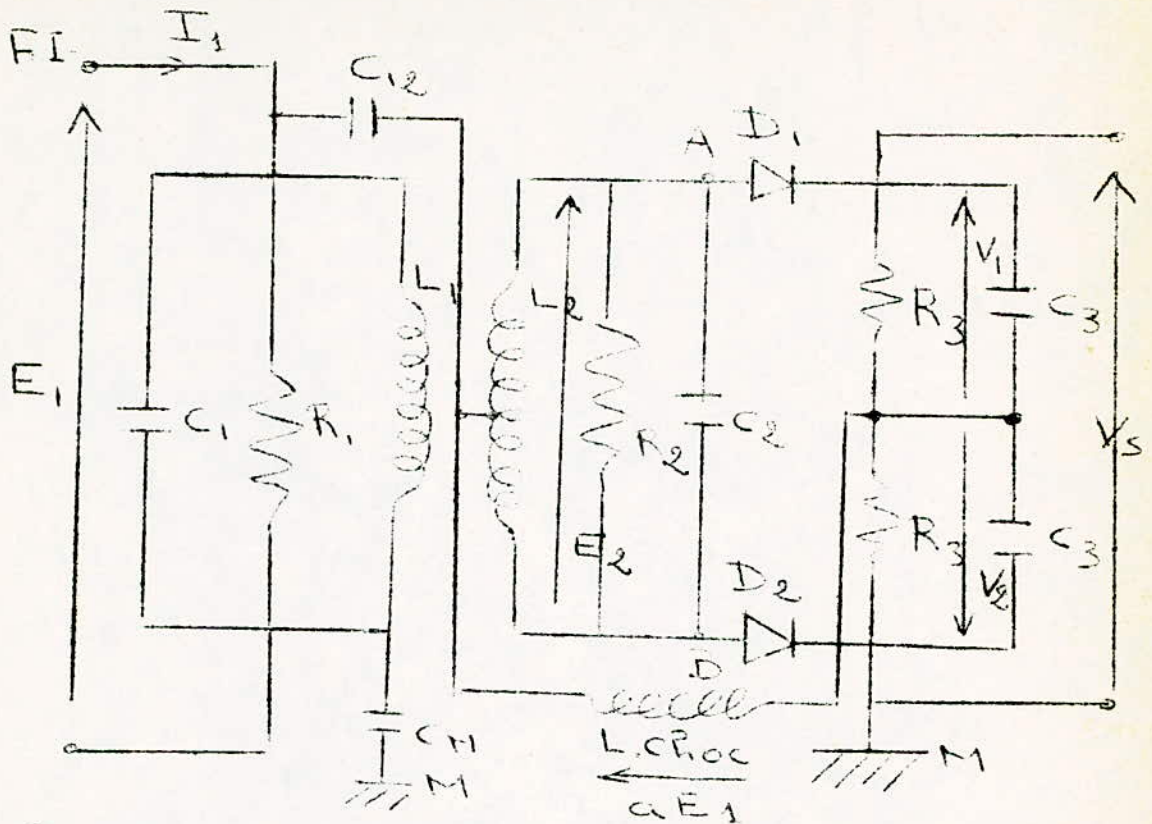
Fig. 3

- CHAPITRE (4 9) -

DISCRIMINATEUR DE OSTER + SEELEY

- I. Principe de fonctionnement
- II. Nécessité d'un étage limiteur

I- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT



DETECTEUR-DE FOSTER-SECLEY

C'est un discriminateur qui utilise pour la conversion fréquence-amplitude deux circuits résonnants couplés accordés sur la F.I.

De ce type de discriminateur, on peut obtenir une d. B. p. proportionnelle à $|V_{AM}| - |V_{BM}|$ considéré dans le 1^{er} paragraphe.

Sur le secondaire on réalise une prise médiane reliée d'un côté au circuit primaire par un condensateur C_{12} dont le rôle est de ramener la tension primaire E_1 dans le circuit secondaire et d'éviter que la composante continue de la tension de F. I. ne soit appliquée au circuit secondaire, et d'un autre côté au circuit secondaire, par une self de à grande résistance en HF pour éviter que le condensateur C_3 dont l'une des extrémités est à la masse

et dont la résistance est négligeable pour le MF, ne se trouve par l'intermédiaire des condensateurs C_1 et C_2 aux bornes du circuit primaire, donc court-circuit du dispositif.

On a aussi deux circuits de détection d'enveloppes. La d. d. p. aux bornes de R_3 du 1er circuit de détection est égale à $\eta (V_{AM})$ (η = rendement de la détection) de la même manière $\eta (V_{AM})$ est égale à la d. d. p. aux bornes de R_3 du 2ème circuit de détection.

Donc on aura une d. d. p. aux bornes de la cathode de D_1 et de la cathode de D_2 qui sera :

$$V_D = \eta [|V_{AM1} - V_{AM2}|]$$

Cette d. d. p. est celle qui sera appliquée à l'amplificateur B. F.

- La tension détectée par D_1 sera : $V_1 = aE_1 + \frac{E_2}{2}$

- La tension détectée par D_2 sera : $V_2 = aE_1 - \frac{E_2}{2}$

et $V_s = V_1 - V_2$.

L'étude des compositions vectorielles des tensions nous expliquera le fonctionnement. Pour cela on considèrera :

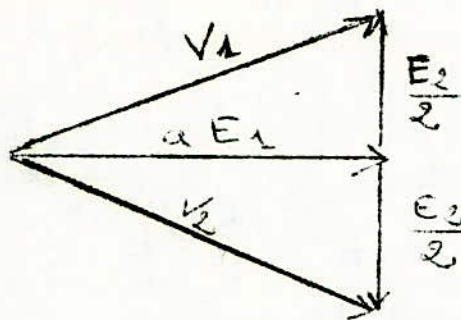
1- l'accord $F = F_0$

2- le désaccord $F = F_0 + F$

3- le désaccord $F = F_0 - F$

1- l'accord $F = F_0$ $F = 0$

E_1 et E_2 sont en phase
quadrature.



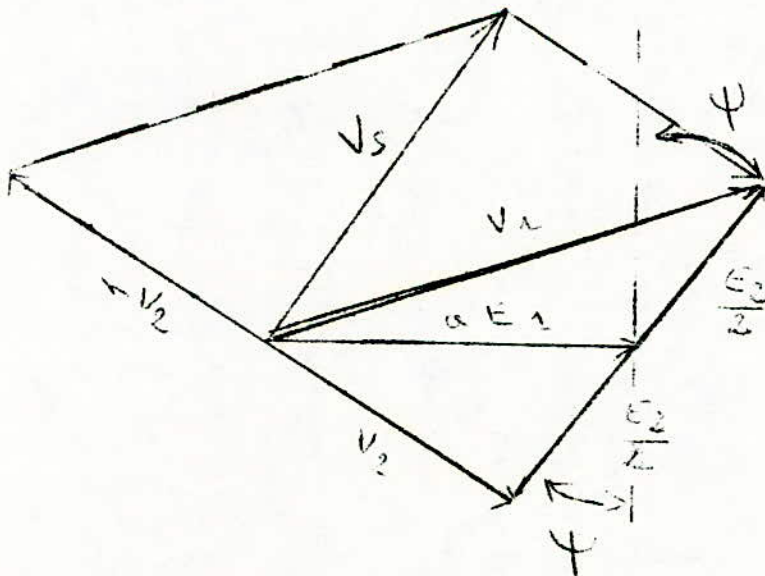
$$V_1 = V_2 \Rightarrow V_S = V_1 - V_2 = 0$$

1ère Conclusion

La tension détectée à l'accord est nulle.

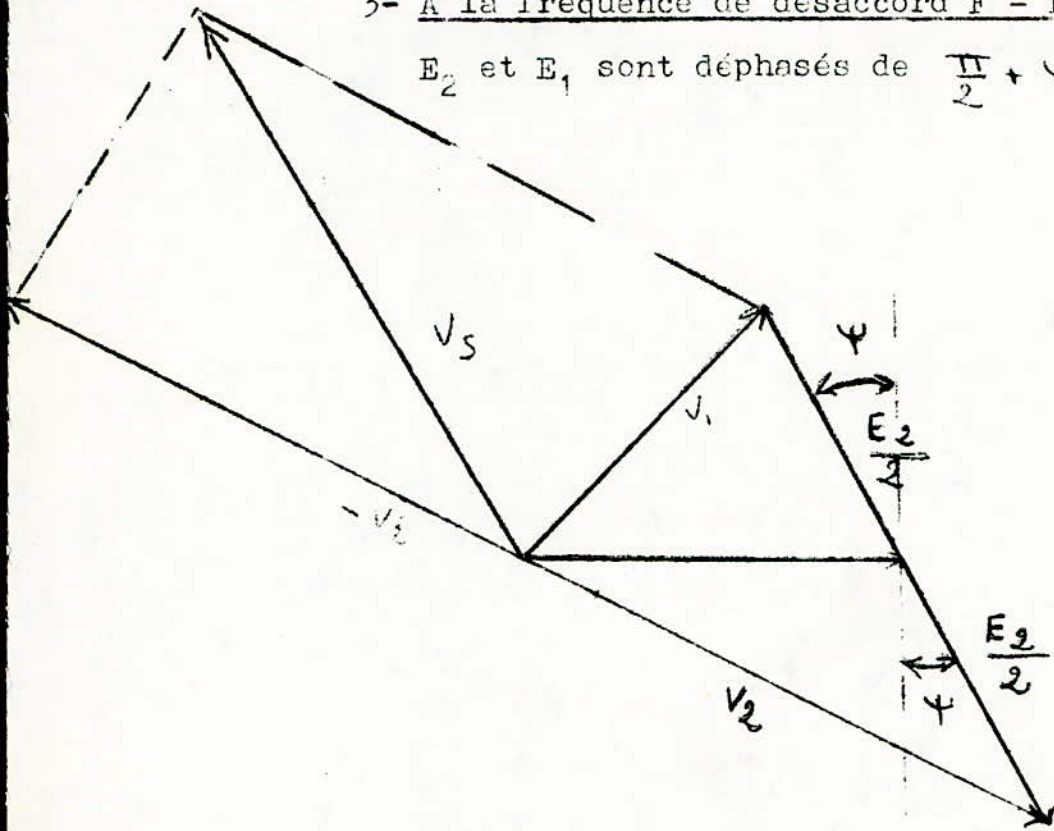
2- A la fréquence de désaccord $F = F_0 + F$

E_1 et E_2 sont déphasés de $\frac{\pi}{2} - \psi$



3- A la fréquence de désaccord $F = F_0 - F$

E_2 et E_1 sont déphasés de $\frac{\pi}{2} + \psi$



2ème Conclusion

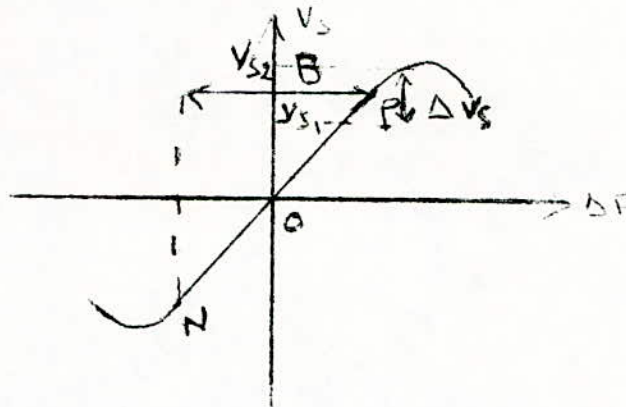
Au désaccord la tension détectée n'est plus nulle mais dépend du déphasage entre E_1 et E_2

II- NECESSITE D'UN ETAGE LIMITEUR

On a vu que la tension détectée par la diode D_1 est $V_1 = aE_1 + \frac{E_2}{2}$ et que la tension détectée par la diode D_2 est $V_2 = aE_1 - \frac{E_2}{2}$

Supposons qu'une tension parasite se superpose à $E_1, E_2 = f(E_1)$ sera aussi sensible à cette tension parasite et on détectera alors la modulation de fréquence et une modulation d'amplitude parasite.

La courbe de réponse d'un discriminateur de phase est donnée par:



La B.P. est délimitée par la partie linéaire de la courbe.

V_{S1} est la tension détectée due à l'excursion de fréquence. ΔV_S est due à la détection d'une modulation d'amplitude parasite. La tension B.F. détectée serait alors $V_{S2} = V_{S1} + \Delta V_S$. ΔV_S correspond à un élargissement de la B.P. ce qui nous situe dans la partie non linéaire de la courbe de réponse. D'où l'apparition de distortions et la nécessité d'un étage limiteur.

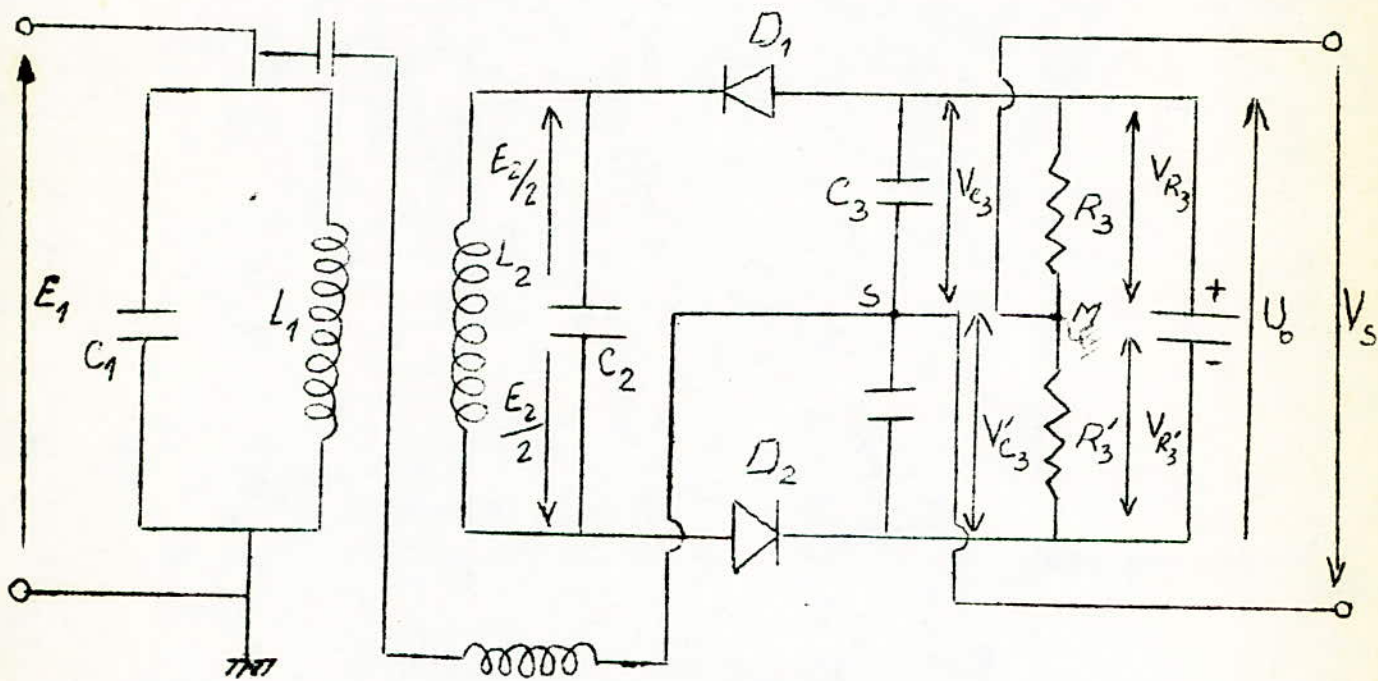
Le fonctionnement du discriminateur serait normal si les segments NO et OP sont égaux et si le segment NOP correspond à la B.P. imposée.

- CHAPITRE (5) -

Δ) DETECTEUR DE $\frac{A}{T}$ APPORTS

- I- Principe de fonctionnement.
- II- Caractéristiques de détecteurs de rapport.
- III- Fonctionnement en écrêteur.
- IV- Répartition des amortissements.
- V- Rôle de la capacité électrochimique.

• Principe de fonctionnement



DETECTEUR DE RAPPORT

I- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

L'inconvénient dans le Foster-Seeley, est la nécessité d'une étape limiteur en aval.

Aussi, le détecteur de rapport pallié à cet inconvénient, en introduisant un réseau RC à grande constante de temps, de façon à maintenir constante la tension moyenne détectée c. a. d. V_s .

Deux autres caractéristiques fondamentales, font que le détecteur de rapport différé du Foster-Seeley.

- Les électrodes d'une des diodes sont inversées, de sorte que les deux diodes sont montées en série donc les courants circulants dans les résistances de détection auront même sens.
- La tension détectée B.P. est prise non pas aux bornes des résistances de charge, où ne règne qu'une tension continue constante, mais entre les points communs des résistances R_3 et R'_3 et des capacités C_3 et C'_3 .

Les capacités C_3 et C'_3 se chargent à des tensions respectives V_{C_3} et V'_{C_3} proportionnelles aux amplitudes V_1 et V_2 .

appliquées aux diodes D_1 et D_2 . Si ces amplitudes sont égales $V_{C_3} = V'_{C_3}$ et le potentiel du point S reste fixe comme celui du point M le circuit est donc insensible aux variations d'amplitudes, mais en modulation de fréquence, ces amplitudes sont inégales \Rightarrow le potentiel du point S varie pendant que celui du point M reste

fixe, et ceci grâce à la tension U_0 constante.

Donc on aura entre le point P et le point S', une tension variable qui reproduit fidèlement les variations en sens inverse des amplitudes MF sur les diodes c. a. d. en modulation de fréquence.

$$V_S = V_{BF} = V_{C_3} - V_{R_3}$$

$$V_{BF} = -(V'_{C'_3} - V'_{R'_3}) = V'_{R'_3} - V'_{C'_3}$$

Comme $V_{R_3} = V'_{R'_3} = \frac{U_0}{2}$

$$\boxed{V_{BF} = \frac{V_{C_3} - V'_{C'_3}}{2}} \Rightarrow \boxed{\frac{2V_{BF}}{U_0} = \frac{V_{C_3} - V'_{C'_3}}{V_{C_3} + V'_{C'_3}}}$$

$$U_0 = V_{C_3} + V'_{C'_3}$$

Posons $a = \frac{V_{C_3}}{V'_{C'_3}}$ = rapport des tensions aux bornes des diodes à la fréquence F_0

$b = \frac{U_0}{2}$ et si le démodulateur est linéaire

$$\boxed{V_d = V_{BF} = b \frac{a - 1}{a + 1}}$$

CONCLUSION

La tension détectée V_{TF} est la moitié de celle du Foster-Seeley, sa sensibilité sera donc moitié de celle du Foster-Seeley.

La tension détectée n'est fonction que du rapport des tensions disponibles sur les diodes. Si l'amplitude du signal varie V_{C_3} et $V'_{C'_3}$ varient dans le même sens et le rapport "a" reste fixe. D'où le nom donné au discriminateur.

II- CARACTERISTIQUES DU DETECTEUR DE RAPPORT

Les caractéristiques du détecteur de rapport sont fixées par les conditions de réjection de modulation d'amplitude, et il n'est pas possible d'ajuster le facteur de couplage pour agir sur la linéarité comme du Foster-Seeley.

Pour avoir une linéarité normale, on applique aux bornes du circuit primaire un signal modulé en fréquence et d'amplitude constante.

La tension induite dans le circuit secondaire est :

$$E_2 = -j \frac{x Q_2 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{1 + j Q_2 2r}$$

E_2 = Tension aux bornes du circuit secondaire.

x = Coefficient du couplage primaire-secondaire.

$$x^2 = \frac{M^2}{L_1 L_2}$$

M = Inductance mutuelle, primaire-secondaire.

$v = \frac{\Delta F}{F_0} = \frac{F - F_0}{F_0}$ l'écart relatif de fréquence.

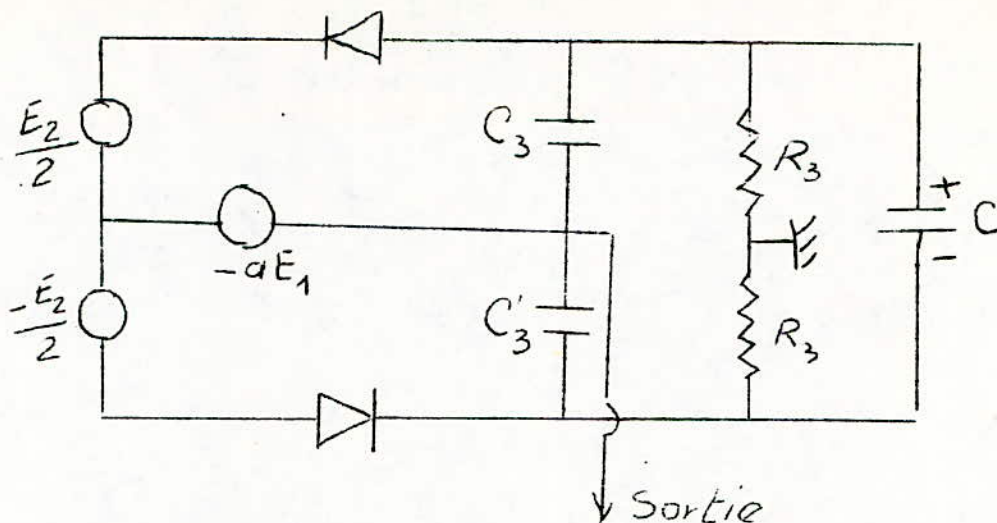
E_1 = Tension aux bornes du circuit primaire.

$$\Rightarrow E_2 = E_1 \frac{x Q_2 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}}{1 + 4 Q_2^2 r^2} (2 Q_2 r - j)$$

comme $r = \frac{\Delta F}{F_0}$ est petit.

et pour de faibles valeurs du coefficient de sur-tension Q_2 on a : en posant $2r = S$

$$E_2 \approx E_1 \left[x Q_2^2 S \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} - j x Q_2 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \right]$$



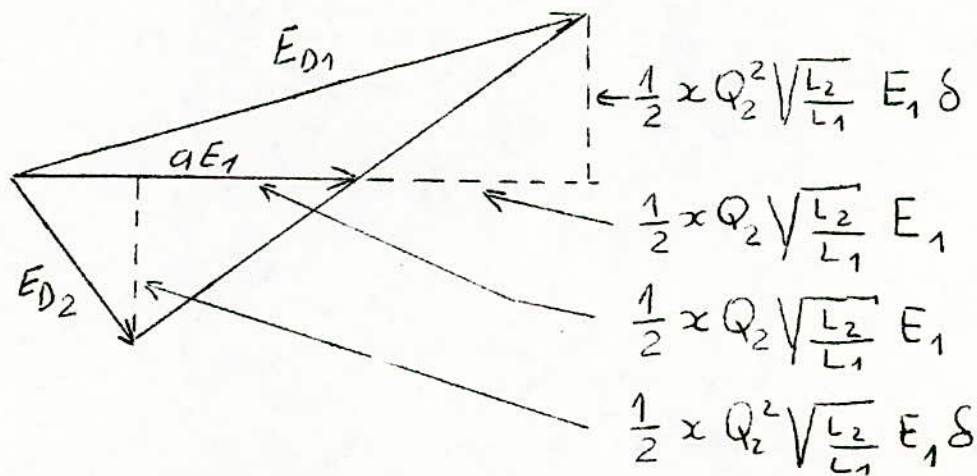
avec "a" = $\frac{\text{tension aux bornes de la self de choc}}{\text{tension aux bornes du primaire}}$

$$= \sqrt{\frac{L_c}{L_1}}$$

On peut aussi tracer le diagramme suivant :

avec le vecteur E_2 qui se compose de 2 vecteurs :

- Vecteur en phase avec E_1 (c'est : $\times Q_2^2 \delta \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$)
- Vecteur en quadrature ($\times Q_2 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$)

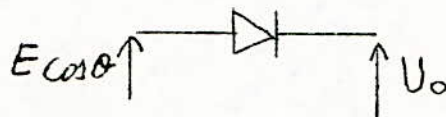


III- FONCTIONNEMENT EN RECTIFICATEUR ET REGULATION

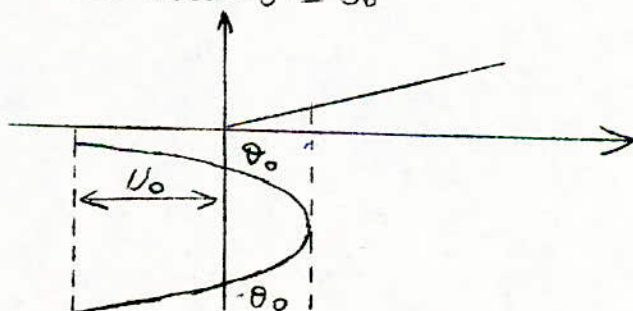
Soit un signal H.F. modulé en fréquence et amplitude. Si Ω est la pulsation de la modulation amplitude, ce signal peut s'écrire sous la forme : $E \cos \Omega t = E \cos \theta$

Etudions l'amortissement introduit par cette modulation d'amplitude au niveau des diodes.

La diode voit à ses bornes 2 tensions à l'entrée $E \cos \theta$ et à la sortie $U_0 = Cste$



Supposant qu'on soit sur la partie linéaire de la diode. La diode ne conduit qu'à partir d'un certain angle d'ouverture θ_0 tel que $E \cos \theta_0 = U_0$



À chaque instant, le secondaire fournit l'énergie $dw = ei dt$ avec $e = E \cos \theta$ et $e = \frac{E}{r} (\cos \theta - \cos \theta_0)$.
 $r =$ résistance moyenne de la diode.

L'énergie par cycle est $\int_{-\theta_0}^{+\theta_0} ei dt$ et la puissance apparente moyenne est :

$$P = \frac{E^2}{2\pi r} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} (\cos^2 \theta - \cos \theta \cos \theta_0) d\theta = \frac{E^2}{2R_{eff}}$$

$$R_{eff} = \frac{\pi r}{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}$$

Comme θ_0 dépend de la M.A. ; θ_0 va être variable avec l'amplitude et ce proportionnellement.

Donc quand l'amplitude de la MA augmente θ_0 augmente.

Sur la courbe de la page 5 ^{ci-jointe} on représentera $\frac{R_{eff}}{r} = f(\theta_0)$

La détection introduit donc un amortissement variant avec θ_0 , donc avec le signal $V_1 + V_2$. Cet amortissement fait varier Q_1 et Q_2 , les coefficients de surtension des bobines, donc leurs résistances parallèles $R' = \frac{Q}{C\omega}$ et finalement le gain de l'étage puisqu'il est proportionnel à $\sqrt{R'_1 R'_2}$. Ainsi le gain diminue quand le signal appliqué augmente.

Rappelons que le gain est égal à :

$$G = \frac{E_2}{E_1} = j\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} K Q_2 \frac{1}{(1+j2rQ_2)}$$

$$G = j\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{\frac{1}{Q_2} + j2r}$$

$\frac{R_{eff}}{R_{diode}}$

Trace de la courbe donnant

$\frac{R_{eff}}{R_{diode}} = f(\theta_0)$

$\frac{R_{eff}}{R_{diode}}$

Echelle :

Ordonnée 1cm \rightarrow 5

Abscisse 1cm \rightarrow 5°

10°

5

10

15

20

04

Quand l'amplitude augmente f_0 augmente
 $Reff$ diminue alors ainsi que Q_2 , $\frac{1}{Q_2}$ augmente et le gain diminue.

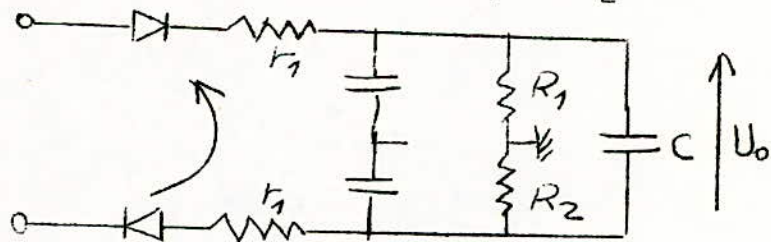
Ainsi une variation de l'amplitude du signal entrainerait un phénomène de régulation qui a pour effet de maintenir $V_{C1} \cos \theta_1$, $V_{C2} \cos \theta_2$ constant.

Par ailleurs, une augmentation de l'amplitude entrainant une diminution du gain ; $V_{AM} - V_{BM}$ s'en trouve atténué.

On dit qu'il y'a surcompensation.

La linéarité diminue alors et l'effet antiparasite serait amoindri par l'introduction de distorsion due au manque de linéarité.

On doit donc rechercher à maintenir la linéarité tout en préservant la régulation. Pour ce faire, on utilise en série avec les diodes aux résistances r_1 et r_2 .



Ainsi la diminution de $V_{AM} - V_{BM}$ dû à l'amortissement se trouve compenser par $(r_1 - r_2) I$

car la tension détectée serait alors :

$$\frac{V_{AM} - V_{BM} + (r_2 - r_1) I}{2}$$

et la chute de $\frac{V'_{AM} - V_{BM}}{2}$ due à l'amortissement introduit par l'écrêtage serait compensée par $(r_2 - r_1) I$. Les valeurs de r_2 et r_1 ne peuvent être calculées mais sont déterminées expérimentalement lors de la mise au point du discriminateur en présence de parasites ou de modulation d'amplitude.

IV- REPARTITION DES AMORTISSEMENTS

1- Calcul de R_{eff} en fonction de la résistance des circuits d'amortissements.

La diode D_1 conduit au delà d'une tension $V_1 = V_{c3} \cos \theta_1$ de même la diode D_2 conduit au delà de $V_2 = V_{c3} \cos \theta_2$

à l'équilibre (c. a. d. $\Delta F = 0$)

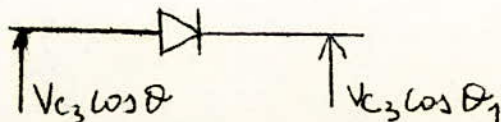
$$V_{c3} \cos \theta_1 = V_{c3} \cos \theta_2 = V_0 \cos \theta_0$$

$$U_0 = 2 V_0 \cos \theta_0$$

On considère que les courants moyens qui traversent les diodes sont égaux à $\frac{U_0}{2}$ en posant $\frac{R_3}{2R_3} = R$

$$\bar{I}_{D1} = \bar{I}_{D2} = \frac{U_0}{R} = \frac{2 V_0 \cos \theta_0}{R}$$

Considérant la diode D_1 à ces bornes existent les tensions $V_{c3} \cos \theta$ et $V_{c3} \cos \theta_1$ telles indiquées sur le schéma suivant :



$$e_{D1} = \frac{V_{c3}}{r_1} [\cos \theta - \cos \theta_1]$$

r_1 = résistance moyenne de la diode

$$\bar{I}_{D1} = \frac{V_{c3}}{\pi r_1} \int_{-\theta_1}^{\theta_1} (\cos \theta - \cos \theta_1) d\theta$$

$$\bar{I}_{D1} = \frac{V_{c3}}{\pi r_1} (\sin \theta_1 - \theta_1 \cos \theta_1)$$

De même :

$$\bar{I}_{D2} = \frac{V_{c3}}{\pi r_2} (\sin \theta_2 - \theta_2 \cos \theta_2)$$

l'équilibre

$$\frac{V_0}{\pi r_2} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) = \frac{2V_0 \cos \theta_0}{R} = \frac{V_0}{R}$$

$$(1) \quad \text{tg } \theta_0 - \theta_0 = \frac{2\pi r_2}{R} = \frac{\pi r}{R}; \quad r = 2r_2 = 2r_1$$

$$(2) \quad \text{Or } R_{\text{eff}} = \frac{\pi r}{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}$$

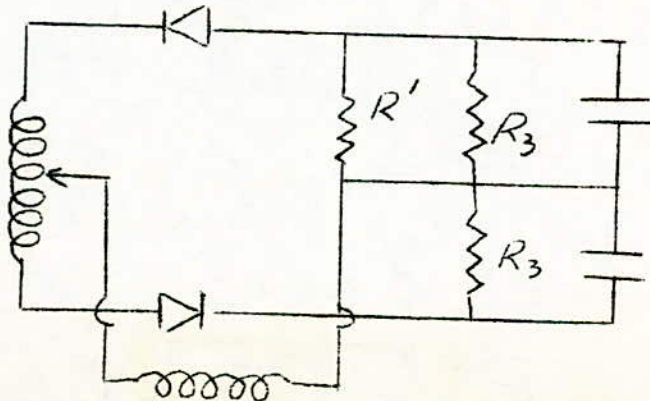
En remplaçant r par R_{eff} tiré de (2)
dans (1) on aura :

$$R_{\text{eff}} = \frac{R_3}{\cos \theta_0} \left[\frac{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0} \right]$$

$$R_{\text{eff}} \approx \frac{R_3}{2 \cos \theta_0} \text{ pour } \theta_0 < 50^\circ$$

Formule valable en l'absence de MAP
pour $\theta_0 = \text{constante}$.

2- Répartition des amortissements.



A l'équilibre chaque 1/2 détecteur redresse une tension $\frac{1}{2} V_0 \cos \theta_0$ il s'ensuit un amortissement $\frac{1}{2}$:

$$R' = R_3 \frac{1}{2 \cos \theta_0} = \frac{R_3}{2 \cos \theta_0} = \frac{R}{4 \cos \theta_0} \quad R_3 = R$$

$$\text{Comme } R_{\text{eff}} \approx \frac{R}{2 \cos \theta_0}$$

$$\Rightarrow \frac{(V_{c3})^2}{R'} = \frac{(V_{c3})^2}{2 R_{\text{eff}}} \quad R'_{\text{eff}} = \frac{R'}{2} = \frac{R}{8 \cos \theta_0} = \frac{R_{\text{eff}}}{4}$$

En fait le primaire est amorti par $R_{1\text{eff}}$ et le secondaire par $R_{2\text{eff}}$ tels que :

$$\frac{(V_{c3})^2}{2 R'_{\text{eff}}} = \frac{E_1^2}{2 R_{1\text{eff}}} + \frac{E_2^2}{2 R_{2\text{eff}}}$$

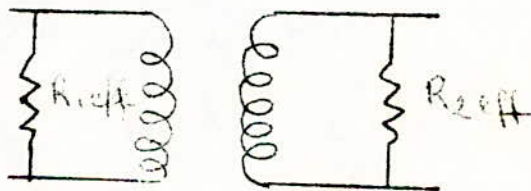
Comme $V_{c3} = a E_1 + E_2$

$$\Rightarrow \frac{a^2 E_1^2}{2 R'_{\text{eff}}} + \frac{E_2^2}{2 R'_{\text{eff}}} = \frac{E_1^2}{2 R_{1\text{eff}}} + \frac{E_2^2}{2 R_{2\text{eff}}}$$

par identification on aura :

$$R_{1\text{eff}} = \frac{R'_{\text{eff}}}{a^2} = \frac{R}{8 a^2 \cos \theta_0}$$

$$R_{2\text{eff}} = \frac{R'_{\text{eff}}}{4} = \frac{R}{2 \cos \theta_0}$$



V- ROLE DE LA CAPACITE ELECTROCHIMIQUE.

Si on enlevait la capacité électrochimique C , la tension de sortie V_{BF} aurait tendance à croître avec la tension d'entrée. D'autre part si l'apparition brusque d'un parasite fait augmenter l'amplitude de signal

\Rightarrow la tension continue existante aux bornes de C_3 aurait tendance à croître d'où une augmentation brusque du courant à travers le discriminateur. Donc tout se passe comme si il y avait un abaissement de la charge qui entraine-

-rait, instantanément, un amortissement des circuits en diminuant aussi le couplage.

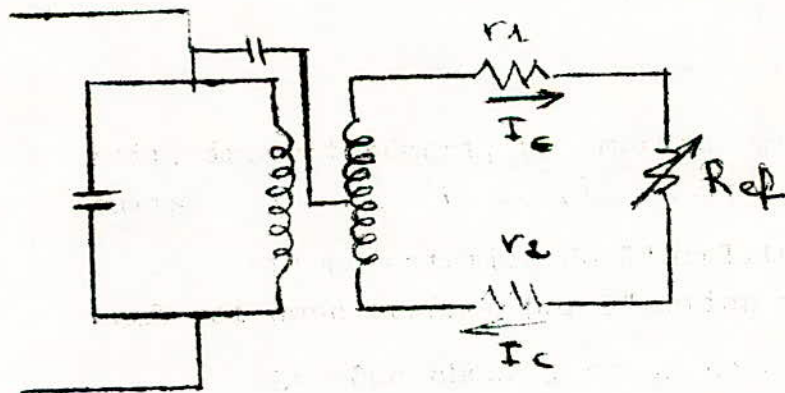
L'augmentation de l'amplitude du signal est donc freinée par l'action de C.

La même chose, si on note une diminution d'amplitude, le discriminateur perdra une partie de sa charge \Rightarrow augmentation de l'impédance apparente, soit un désamortissement \Rightarrow augmentation du couplage.

La résistance R_c totale apparaissant aux bornes du secondaire variera donc de

$$R_c = R_s + R_j \text{ à } R_c + (r_1 + r_2)$$

lorsque le terme $\frac{dI_c}{dt}$ varie de 0 jusqu'à $1 \cdot \infty$



r_1 = résistance interne de D_1

r_2 = résistance interne de D_2

R_{ef} = impédance apparente du circuit.

I_c = courant à travers le discriminateur.

- CHAPITRE (6) -

DISCRIMINATEUR A coïncidence

I- Principe de fonctionnement.

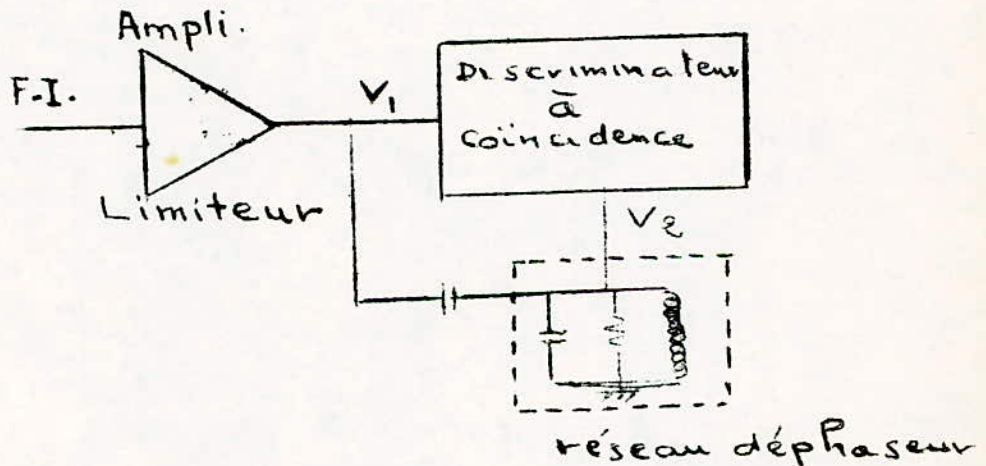
II- Etude du discriminateur
- simple alternance
- double alternance

III- Circuit déphaseur.

I- PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le discriminateur à coïncidence se présente sous la forme d'un C.I.. Son alignement ne concerne que l'ajustement d'une bobine, externe au C.I., d'un réseau d'phaseur. D'où son avantage d'un point de vue réalisation, sur le Foster-SEELEY ou le détecteur de rapport, où il faut ajuster un transformateur à 3 enroulements.

Son principe de fonctionnement consiste en la comparaison du signal F.I. limité avec ce même signal déphasé.



C'est donc un discriminateur qui appartient à la catégorie des discriminateurs à déphasage. Ce type de circuit exploite la caractéristique fréquence phase d'un circuit résonnant pour transformer instantanément la déviation de fréquence en déviation proportionnelle de phase laquelle sera ensuite mise en évidence à l'aide d'un détecteur de phase appelé circuit à coïncidence.

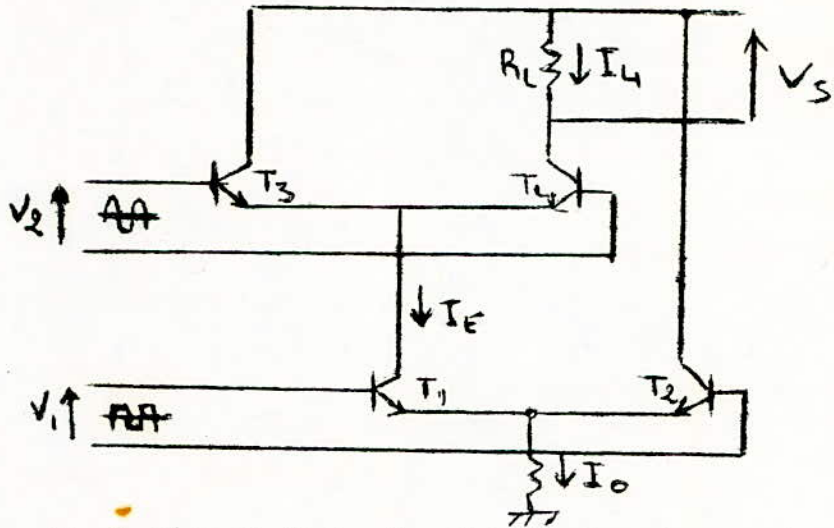
II- ETUDE DU DISCRIMINATEUR A COINCIDENCE.

Il existe 2 types de discriminateurs à coïncidence.

- Le Discriminateur simple alternance
- Le Discriminateur double alternance

1- Le discriminateur simple alternance

Le circuit emploie une paire de différentiels.



V_1 = signal F.I. écrété = signal carré

V_2 = V_1 déphasé = signal sinusoïdal;

I_E ne passe dans I_1 que si $V_1 > 0$ (I_1 conduit)
alors I_E alimente T_3 et T_4 .

$V_1 < 0$ $I_E = 0$

I_E passe dans T_4 si $V_2 < 0$ (T_4 conduit) car
pour T_4 on a le schéma équivalent suivant :



$V_E > 0$

T_4 bloqué

$V_E < 0$

T_4 conduit car T_4 sera polarisé

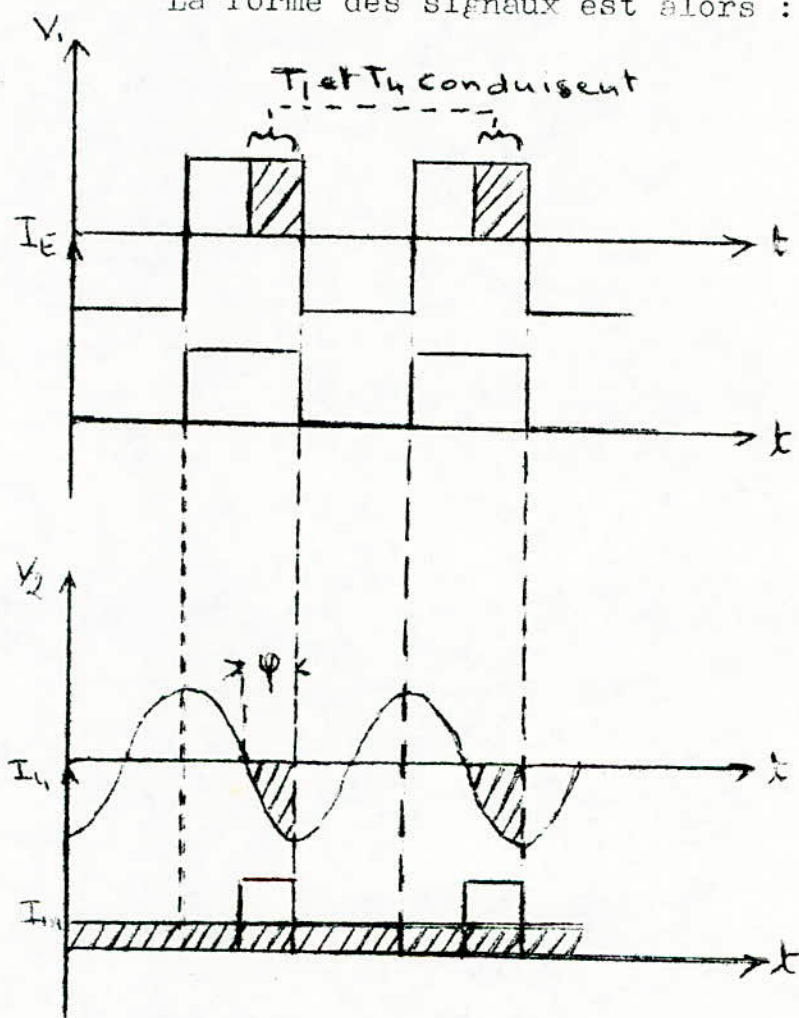
comme suit :



T_4 conduit I_4 traverse RL et on détecte une tension de sortie.

Conclusion : I_4 n'existe que si T_1 et T_4 conduisent soit $V_1 > 0$ et $V_2 < 0$

La forme des signaux est alors :



I_m le courant moyen dépend de φ (le déphasage). si $\varphi \uparrow I_m \uparrow$; si $\varphi \downarrow I_m \downarrow$.

a) Linéarité

I_m et φ varient linéairement.

On obtient une variation d'amplitude en fonction d'une variation de phase.

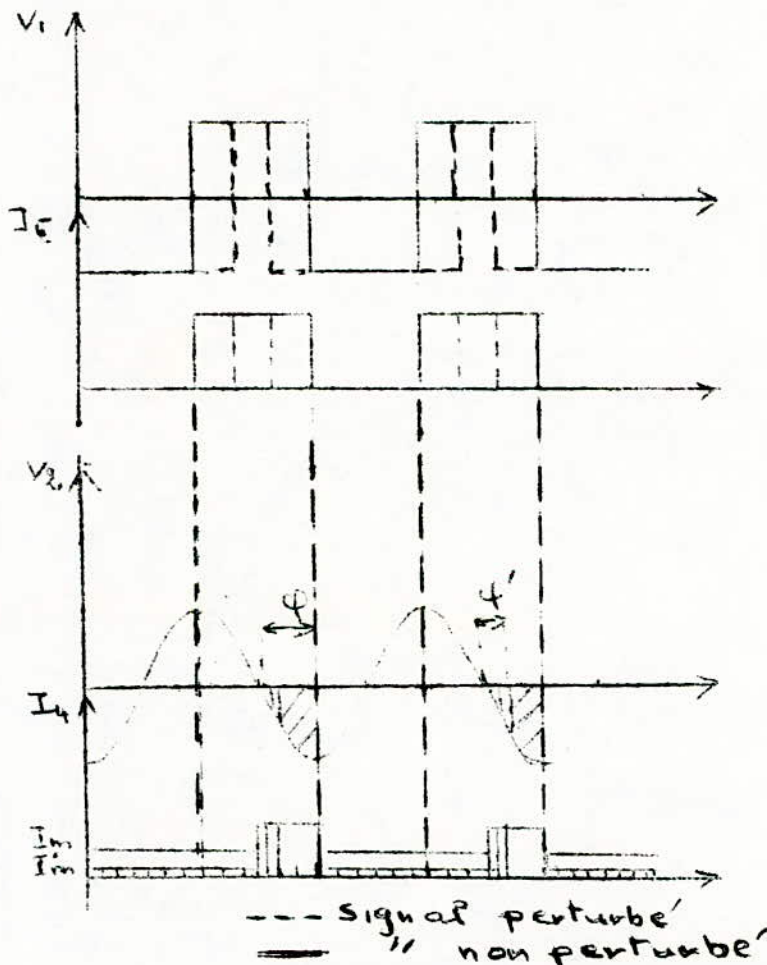
Donc la linéarité du système dépend de la linéarité du circuit bouclé qui transforme la variation de fréquence en une variation de phase.

b) sensibilité aux perturbations

Le discriminateur à simple alternance est sensible aux perturbations et aux dissymétries apportées par le limiteur.

Supposons que le limiteur influe sur la variation de fréquence.

On aura la forme des signaux suivante :

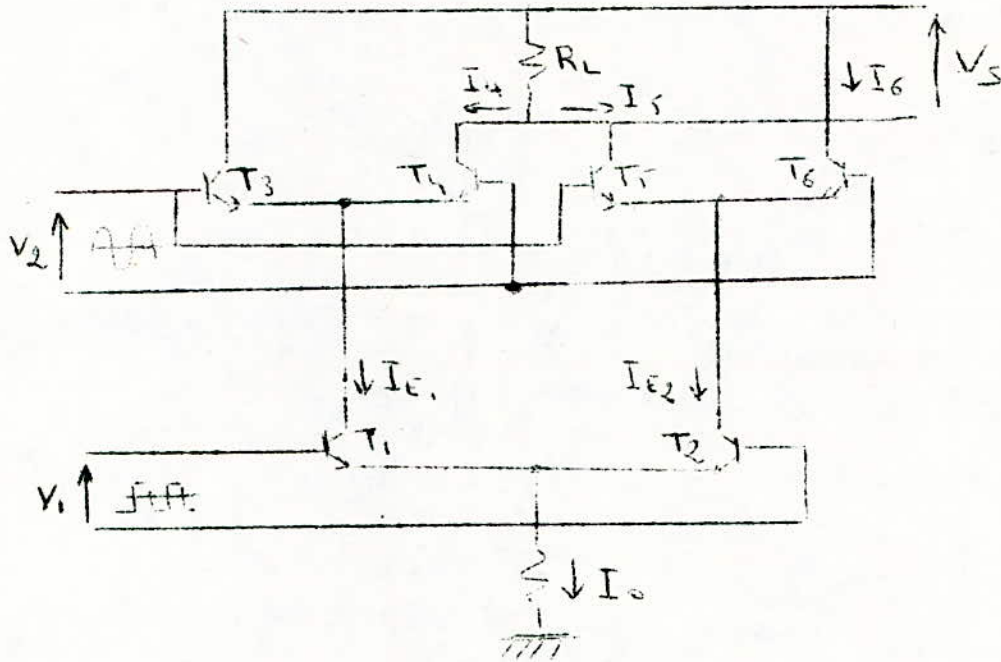


Les variations dissymétriques de V_1 \Rightarrow des variations de I_4 en + ou en - ce qui modifie la valeur de I_m .

Cette sensibilité aux perturbations est éliminée dans le discriminateur à double alternance.

2) Discriminateur à double alternance

Il est similaire au précédent mais emploie un étage différentiel supplémentaire. Son schéma de principe est le suivant :



V_1 provenant du limiteur fait conduire alternativement T_1 et T_2 donc donne naissance alternativement à IE_1 et IE_2 .

$$\begin{array}{ll} V_1 > 0 & T_1 \text{ conduit} \Rightarrow IE_1 \\ V_2 < 0 & T_2 \text{ conduit} \Rightarrow IE_2 \end{array}$$

V_2 provenant du déphaseur fait conduire simultanément $T_3 - T_5$ ou $T_4 - T_6$.

R_L est traversé alternativement par I_4 ou I_5 provenant des paires $T_3 - T_4$ ou $T_5 - T_6$.

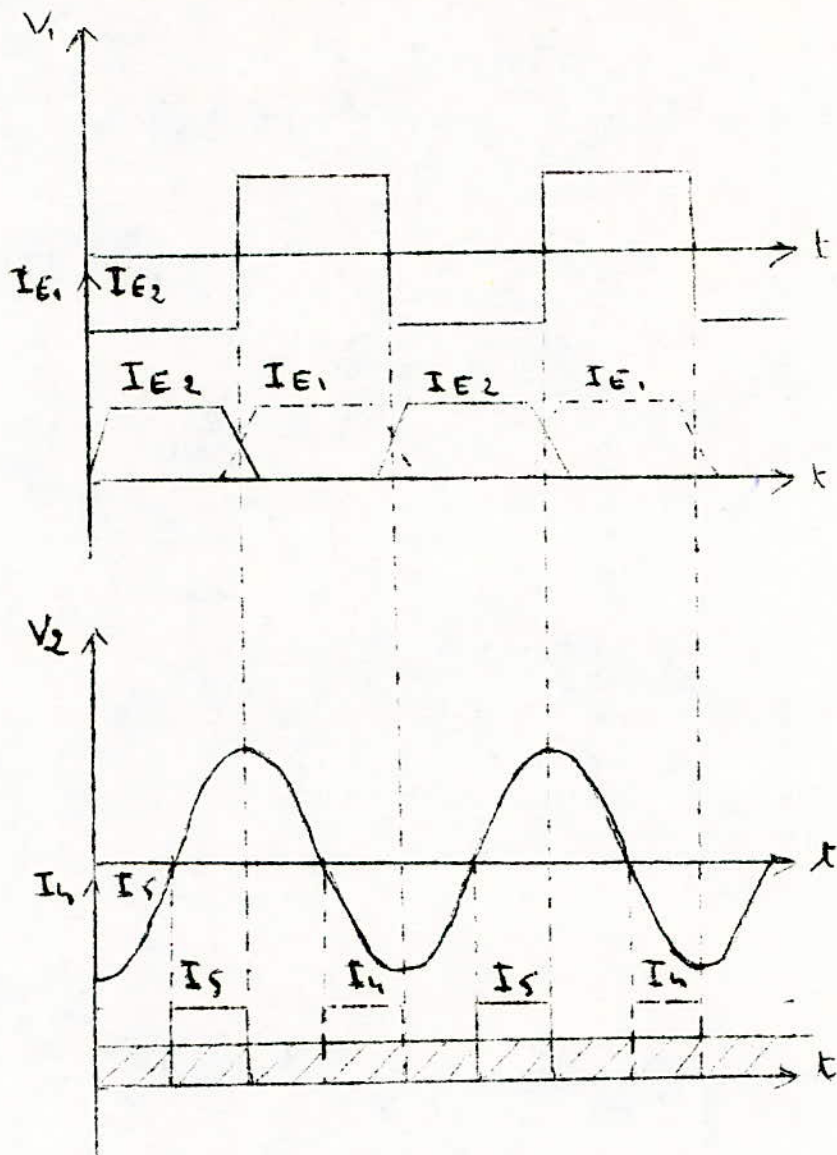
I_4 apparaît quand T_1 et T_4 conduisent soit :

$$V_1 > 0 \quad \text{et} \quad V_2 < 0$$

I_5 apparaît quand T_2 et T_5 conduisent soit :

$$V_1 < 0 \quad \text{et} \quad V_2 > 0.$$

D'où la forme des des signaux \times



a) Linéarité

I_m est toujours une fonction linéaire de la différence de phase entre les 2 signaux d'entrées. Donc comme pour le simple alternance la linéarité dépendra uniquement du réseau de déphasage.

b) Sensibilité - Sensibilité aux parasites;

La valeur moyenne du courant détecté I_m est plus élevée que dans le cas d'une simple alternance.

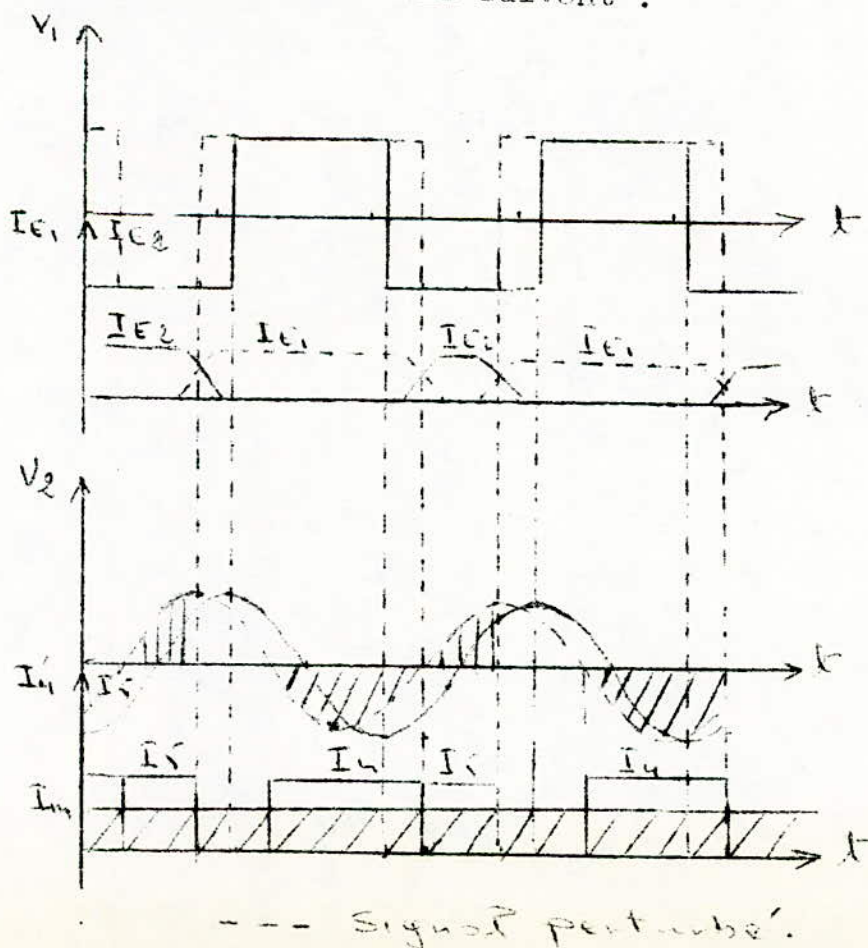
Donc la sensibilité V_s/V_{Fi} est meilleure que dans le cas précédent.

De plus le discriminateur à coïncidence à double alternance est insensible aux rapports des cycles d'entrées et par conséquent aux perturbations introduites par le limiteur dans la modulation de fréquence.

En effet, supposons une variation parasite de la M.F. Elle se traduit par une variation des rapports de cycles.

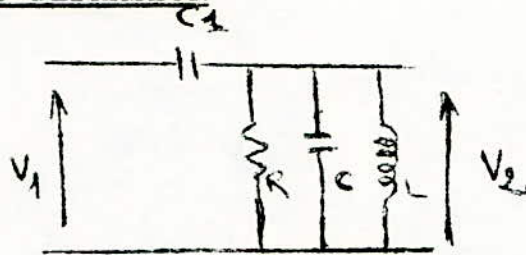
La diminution de l'alternance > 0 (par exemple) est compensée par l'augmentation de l'alternance < 0 d'où la diminution de I_4 est compensée par l'augmentation de I_5 .

(Il en est de même pour I_{E1} et I_{E2}). Le résultat aboutit au maintien de la valeur de I_m . Ceci est illustré par le schéma suivant :



I_4 récupère la surface que I_5 aura perdu.
Ainsi on obtient une compensation des durées des impulsions en sortie, la valeur moyenne I_m reste constante.

III- RESEAU DEFHASEUR



Faisons $Z_1 = \frac{1}{C_1 P}$ et $Z_2 = R // C // L$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_1(P)}{Z_1(P) + Z_2(P)} = \frac{\frac{P}{C_1 P^2}}{\frac{P}{C_1 P^2 + G P + 1/L} + \frac{1}{C_1 P}}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{C_1 P^2}{(G + C) P^2 + G P + 1/L}$$

$$= C_1 \frac{P^2}{(P + P_1)(P + P_2)}$$

Calculons les racines du dénominateur.

$$(G + C) P^2 + G P + \frac{1}{L} = 0 \Rightarrow$$

$$G \quad -G_T \omega^2 + j G \omega + \frac{1}{L} = 0$$

$$\Delta = -G^2 + 4 \frac{C_T}{L} = (H G)^2 + \frac{4 C_T}{L}$$

$$\omega^*, \omega = \frac{-j G \pm \sqrt{-G^2 + 4 C_T / L}}{2 C_T}$$

d'où les pôles

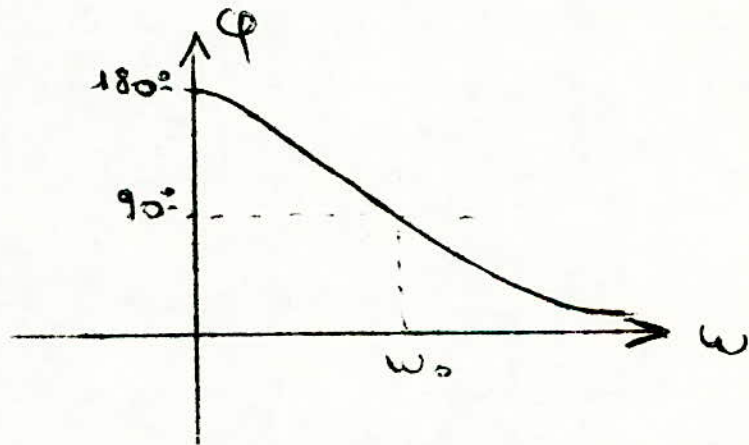
$$j \omega, j \omega^* = \frac{G}{2 C_T} \pm j \sqrt{\frac{1}{L C_T} - \left(\frac{G}{2 C_T}\right)^2}$$

$$P_1, P_1^* = \frac{G}{2C_T} \pm \sqrt{\frac{1}{LC_T} - \left(\frac{G}{2C_T}\right)^2}$$

$$|\omega_0| = \sqrt{\left(\frac{G}{2C_T}\right)^2 + \frac{1}{LC_T} - \left(\frac{G}{2C_T}\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{LC_T}}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = C_1 \frac{P^2}{(P+P_1)(P+P_1^*)}$$

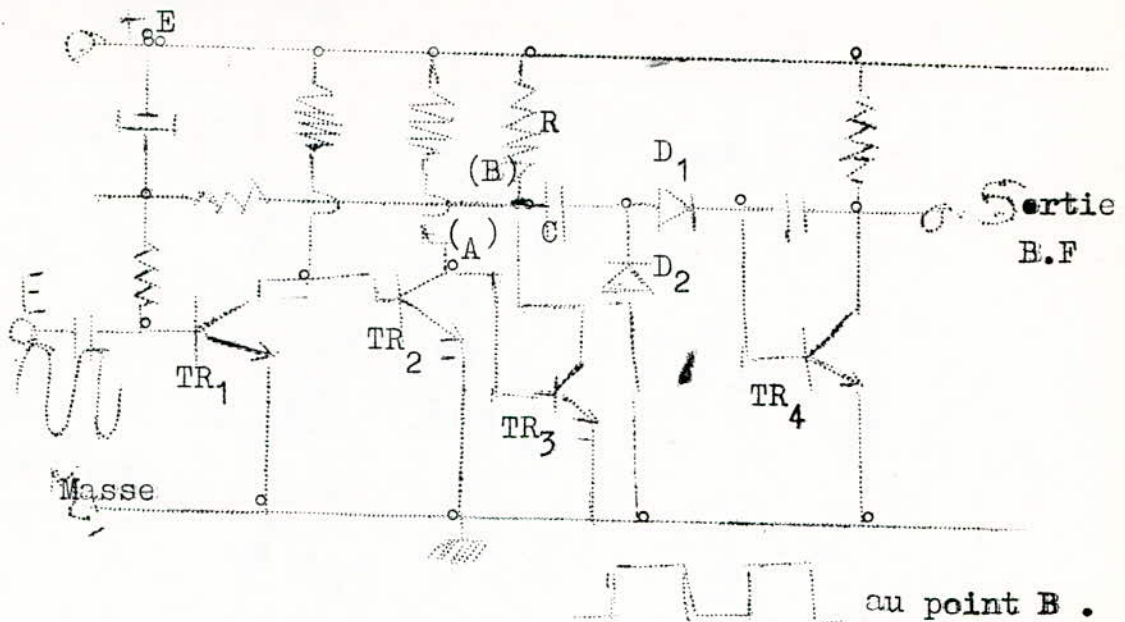
La courbe de réponse d'un tel circuit serait :



CHAPITRE (7)

DISCRIMINATEUR A COMPTAGE D'IMPULSIONS F.M.

I) INTRODUCTION :



Ce type de discriminateur FM est utilisé actuellement sur quelques récepteurs simples japonais, et sur les téléviseurs prévus pour la réception du son en FM par le système "inter-porteuse" .

L'un des avantages de ce système est un meilleur rapport de "capture" c.a.d. la possibilité pour le dispositif de choisir le plus fort de deux signaux d'une même fréquence ou d'une fréquence voisine .

On notera que la fréquence intermédiaire (F.I.) dans ce type de discriminateur n'est pas de 10,7 MHz , mais de 200 KHz .

2) EXPLICATION DU MONTAGE :

Comme le signal est modulé en fréquence , la sinusoïde d'entrée variera alors de ± 50 KHz , soit de 150 à 250 KHz , de la même manière varient les signaux rectangulaires au p^t B .

Le signal sinusoïdal à 200 KHz est appliqué entre E et la masse M . Ce signal est d'abord amplifié , puis écarté par les transistors TR₁ , TR₂ , et TR₃ .

Au point B , on a toujours des signaux rectangulaires à la fréquence de 200 KHz .

Ces signaux rectangulaires sont alors différenciés par le condensateur C , les deux diodes D₁ et D₂ suppriment les pointes négatives , et ne transmettent à TR₄ que les pointes positives

qui le debloquent à chaque Impulsions .

On choisira une constante de charge RC du discriminateur , beaucoup plus grande que la constante de temps de decharge (C et la resistance d'entrée dutransistor TR₄) .

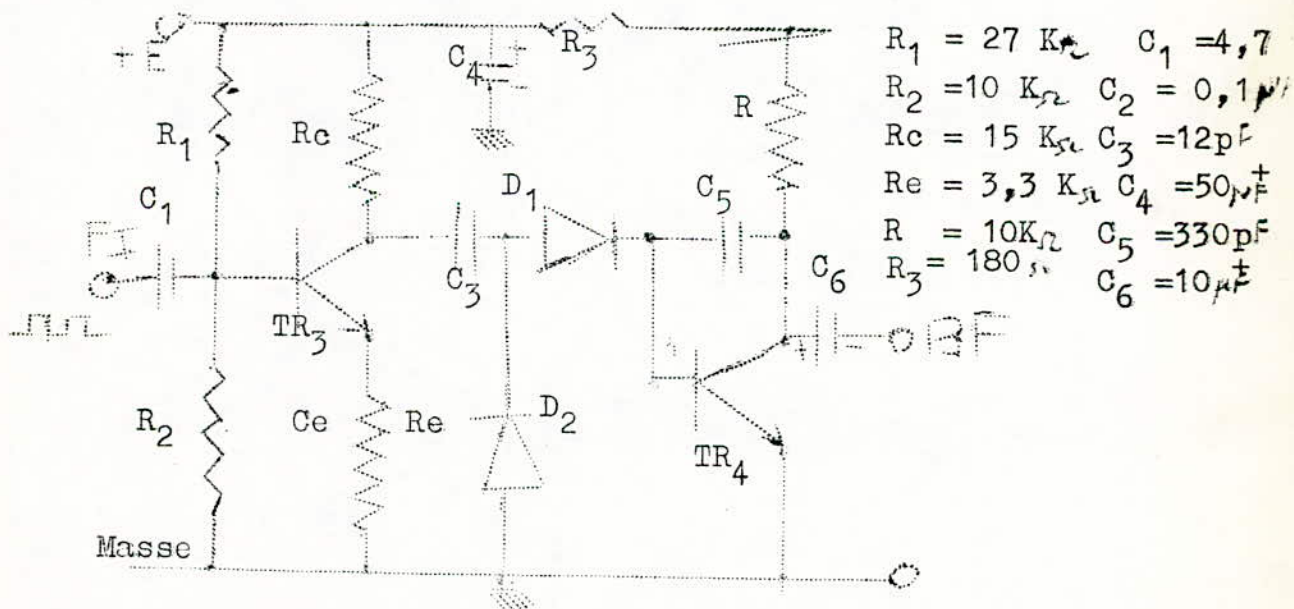
Ainsi , le courant moyen du transistor TR₄ est proportionnel à la fréquence des créneaux c.à. d. , à la fréquence du signal appliqué . La tension continue moyenne en sortie de S diminue lorsque la fréquence augmente , et elle augmente lorsque la fréquence diminue : ON A BIEN UNE DEMODULATION DU SIGNAL F.M.

3) CALCUL DU DISCRIMINATEUR :

Pour simplifier nos calculs , nous avons supprimé les deux premiers transistors TR₁ et TR₂ . On rentre alors au point A avec un signal écrété .

Les signaux convenablement écrétés sont appliqués par le condensateur C aux diodes D₁ et D₂ , qui suppriment les pointes negatives et ne transmettent au transistor TR₄ que les pointes positives .

La capacité electrochimique sert à maintenir le potentiel D constant .



4) CONCLUSION :

Ce circuit est particulièrement simple à réaliser puisque ne nécessitant aucun bobinage , par contre la valeur de la F.I. , est très faible , et la protection contre la fréquence image des autres stations est illusoire .

Un autre inconvénient , qui s'est posé à nous , est la valeur de la F.I. , c.à.d , les 200 KHz modulés en fréquence . Dans les

récepteurs , un double changement de fréquence est prévu :
 1^e F.I. \Rightarrow 10,7 MHz ; 2^e F.I. : 200 KHz .

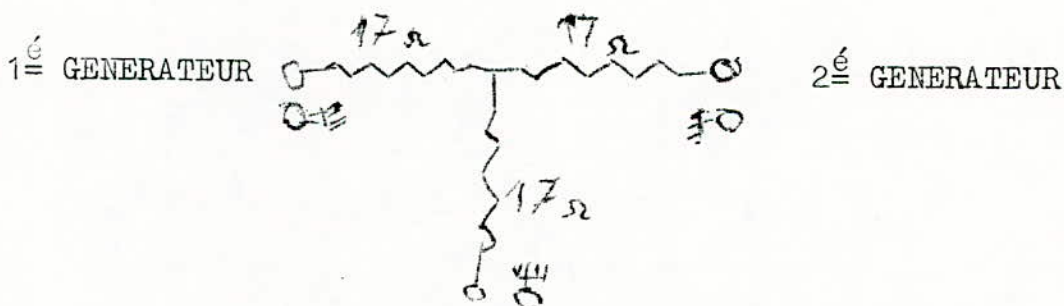
Pour notre manipulation on a pensé à réaliser un changeur de fréquence , ayant pour principe le changement de fréquence d'un récepteur, c.à.d un générateur H.F. , ne délivrant que de la H.F. pure (jouant le rôle de l'oscillateur local dans les récepteurs) et , un deuxième générateur modulé en fréquence .

La fréquence du premier générateur étant fixe tandis-que celle du second générateur variable , on aura à la sortie de notre changeur de fréquence : $F_2 - F_1$ ou bien $F_2 + F_1$.

F_1 = fréquence du générateur H.F. non modulé .

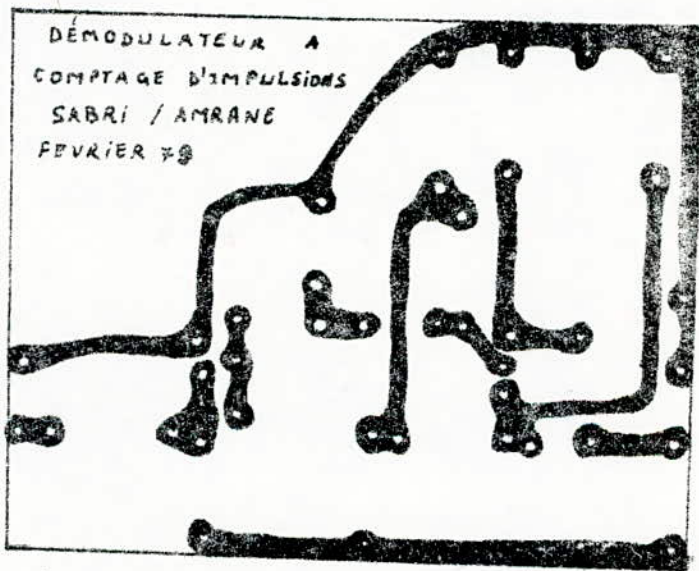
F_2 = " " " " modulé .

SCHEMA DE PRINCIPE D'UN CHANGEUR DE FREQUENCE :



CHANGEMENT DE
 FREQUENCE .

Ce changeur de fréquence est constitué d'un filtre passif aperiodique , utilisant des resistances de 17 (dissipation 2W) pour des raisons d'adaptation aux 50 des générateurs .



CHAPITRE (8)

DETERMINATION EXPERIMENTALE DE LA DISTORSION

NON LINEAIRE D'UN DISCRIMINATEUR EN F.M.

I/ INTRODUCTION

Le taux d'harmonique peut être calculé à partir de la dérivée de la courbe de réponse d'un discriminateur : $v=g(f)$

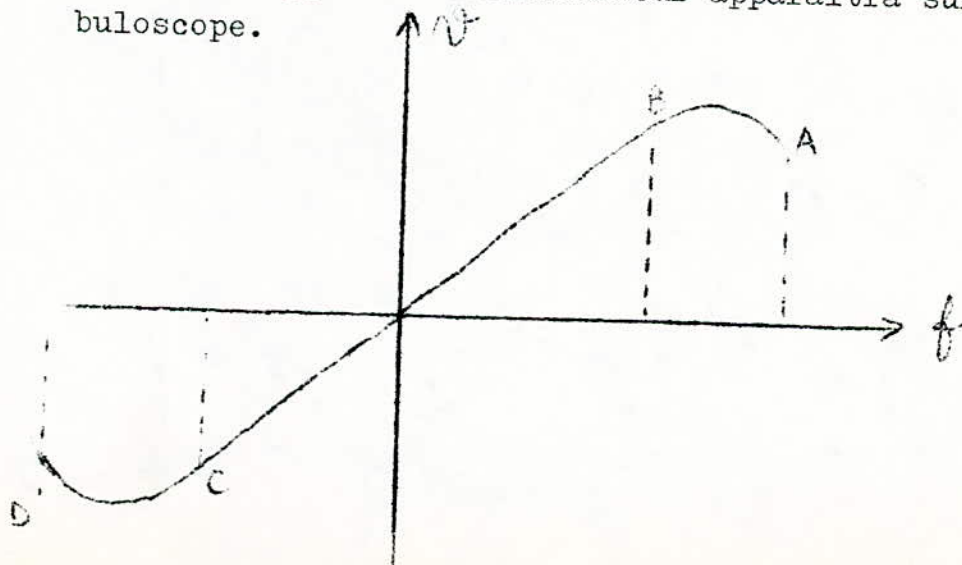
De ce fait, on peut parfaitement régler un discriminateur, connaissant la courbe dérivée $\frac{dv}{df}$ de la courbe originale :

$$\boxed{v = g(f)}$$

v = tension continue à la sortie du discriminateur
 f = fréquence

En posant $v = \int q(w)$ et $f = \int w$, on retrouve alors le raisonnement fait en annexe 4. On pourra alors déterminer expérimentalement la courbe de réponse du discriminateur en régime dynamique ; qui consiste à appliquer à l'entrée une tension HF d'amplitude constante mais de fréquence variable : ce procédé est appelé WOBBULATION :

- appliquer aux plaques de déplacement vertical du spot, d'un oscilloscope, la tension de sortie v du discriminateur, tandis que une tension variable, proportionnelle à la fréquence instantanée du signal, provoque le déplacement horizontal du spot.
- la courbe type du discriminateur apparaîtra sur le wobuloscope.



- l'on pourra ainsi que la partie centrale (BC) de la courbe devra être aussi linéaire que possible, donc l'on devra diminuer au maximum les coefficients b_2 et b_3 soit h_2 et h_3 des équations (1) (voir calcul annexe).
- Les équations (3) permettraient alors de calculer les taux d'harmoniques h_2 et h_3 à partir des variations de la dérivée.

II/ WOBBULATEUR FONCTIONNANT A PARTIR D'UNE TENSION à DENT DE SCIE LINEAIRE

Pendant la durée de chaque balayage on aurait :

$$f = Kt$$

dans ces conditions $v = g(f)$ s'écrirait comme :

$$v = g(f) - \psi(t) \quad \text{et} \quad \frac{dv}{dt} = K \frac{dv}{df}$$

Donc si on peut obtenir, avec le Wobbuloscope, la courbe dérivée, par rapport au temps de la caractéristique $v = f(t)$, on obtiendra alors, à l'échelle près, la courbe dérivée par rapport à la fréquence $\frac{dv}{df}$, désirée.

Aussi pour pouvoir dériver v , il faudrait placer à la sortie du discriminateur un dérivateur. Compte tenu des conditions données en annexe, on peut dire que la courbe de notre discriminateur peut être décomposée en trois (3) parties :

- La partie rectiligne BC
- Un minimum et un maximum, de tension, qui peuvent être considérés comme des $\frac{1}{2}$ sinusoïdes AB et AC
- La partie rectiligne BC n'est en fait pas rectiligne, mais présente un point d'inflexion, et peut être assimilée à la somme d'une droite et d'une sinusoïde.

Les pseudo-dérivées de ces 3 parties étant alors calculées en annexe.

III/ CONCLUSION : CONDITIONS DE VALIDITE

On peut dire que la pseudo-dérivée, obtenue au moyen d'un circuit RC, peut être utilisée comme une véritable dérivée si :

- La constante de temps du dérivateur est la plus faible possible ; de plus :
 - . RC la durée de l'exploration de la partie utile BC, de la courbe de réponse du discriminateur.
 - . RC la durée $2T$ de l'exploration de toute la partie à faible rayon de courbure du discriminateur.
- L'exploration est linéaire en fonction du temps, de façon à ce que l'on ait :

$$\frac{dv}{dt} \text{ proportionnel à } \frac{dv}{df}$$

IV/ DISTORSION INTRODUITE PAR LE WOBULOSCOPE

Le wobulateur ainsi que l'oscilloscope fonctionnent sur la tension secteur, 50Hz, c.à.d sinusoïdale : ils introduisent une erreur dans la courbe pseudo-dérivée. ~~xxx~~

La tension de commande est alors : $v = v_0 + \Delta v \sin \omega t$

La fréquence instantanée (si la phase est correcte) est :

$f = f_0 + \Delta f \sin \omega t$; et ceci en chaque point de l'axe horizontal de l'écran .

L'écart du spot par rapport au centre est proportionnel à la déviation instantanée de la fréquence d'exploitation.

- La tension de sortie du discriminateur est : $v = g(f) = X(X)$
- La tension prélevée avant le dérivateur est donc caractérisée par la courbe $v = X(V)$ qui est la caractéristique du discriminateur.

- Ainsi , si l'on appliquait v à l'entrée du circuit RC , on obtiendrait, à la sortie, $\frac{dv}{dt}$. Or comme on veut $\frac{dv}{df}$ et que $df = f \cos \omega t dt$

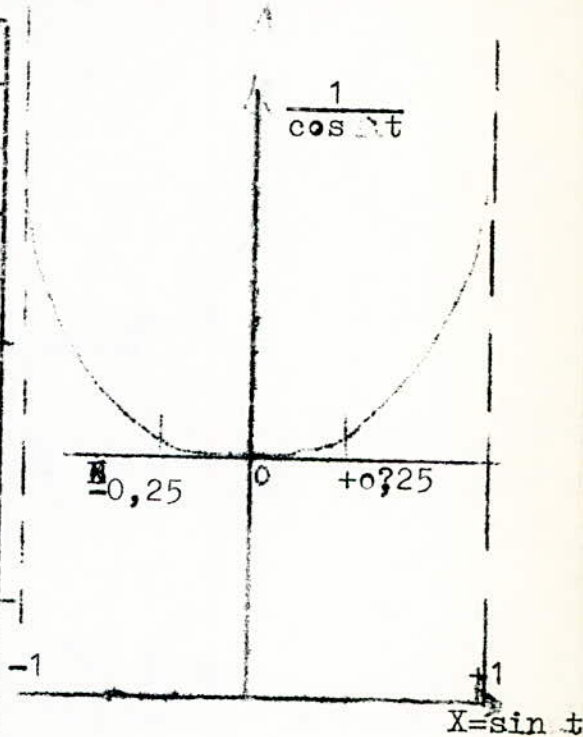
$$\frac{dv}{df} = \frac{1}{f \cos \omega t} \cdot \frac{dv}{dt}$$

- Donc si notre dérivateur donne $\frac{dv}{dt}$, il nous faudrait pour obtenir $\frac{dv}{df}$ multiplier $\frac{dv}{dt}$ par $\frac{1}{\cos \omega t}$

- L'instant $t=0$ correspond au milieu de l'axe horizontal.

V/ ERREUR INTRODUITE SUR LA COURBE $\frac{dv}{df}$, PAR LES VARIATIONS de $\frac{1}{\cos \omega t}$

ωt	$\cos \omega t$	$1/\cos \omega t$	$\sin \omega t$
0°	1	1	0
5°	0,996	1,00	0,087
10°	0,985	1,02	0,178
15°	0,966	1,04	0,259
20°	0,940	1,06	0,342
25°	0,906	1,10	0,423
30°	0,866	1,13	0,5
45°	0,707	1,7	0,707
60°	0,5	2	0,866
90°	0		1



On remarque qu'au voisinage de l'axe horizontal, pour des valeurs de $X = \pm 0,259$ ($\omega t = 15^\circ$):

$$\frac{1}{\cos \omega t} \approx 1,04 = 1 \pm 0,04 = 1 + \dots$$

Donc, si l'on confondait les ordonnées de $\frac{dv}{dt}$ avec celles de $\frac{dv}{df}$, on commettrait une erreur de 4%

- si $X = 0,5$ ($\omega t = 30^\circ$) $\Rightarrow \frac{1}{\cos \omega t} \approx 1 + 0,13$

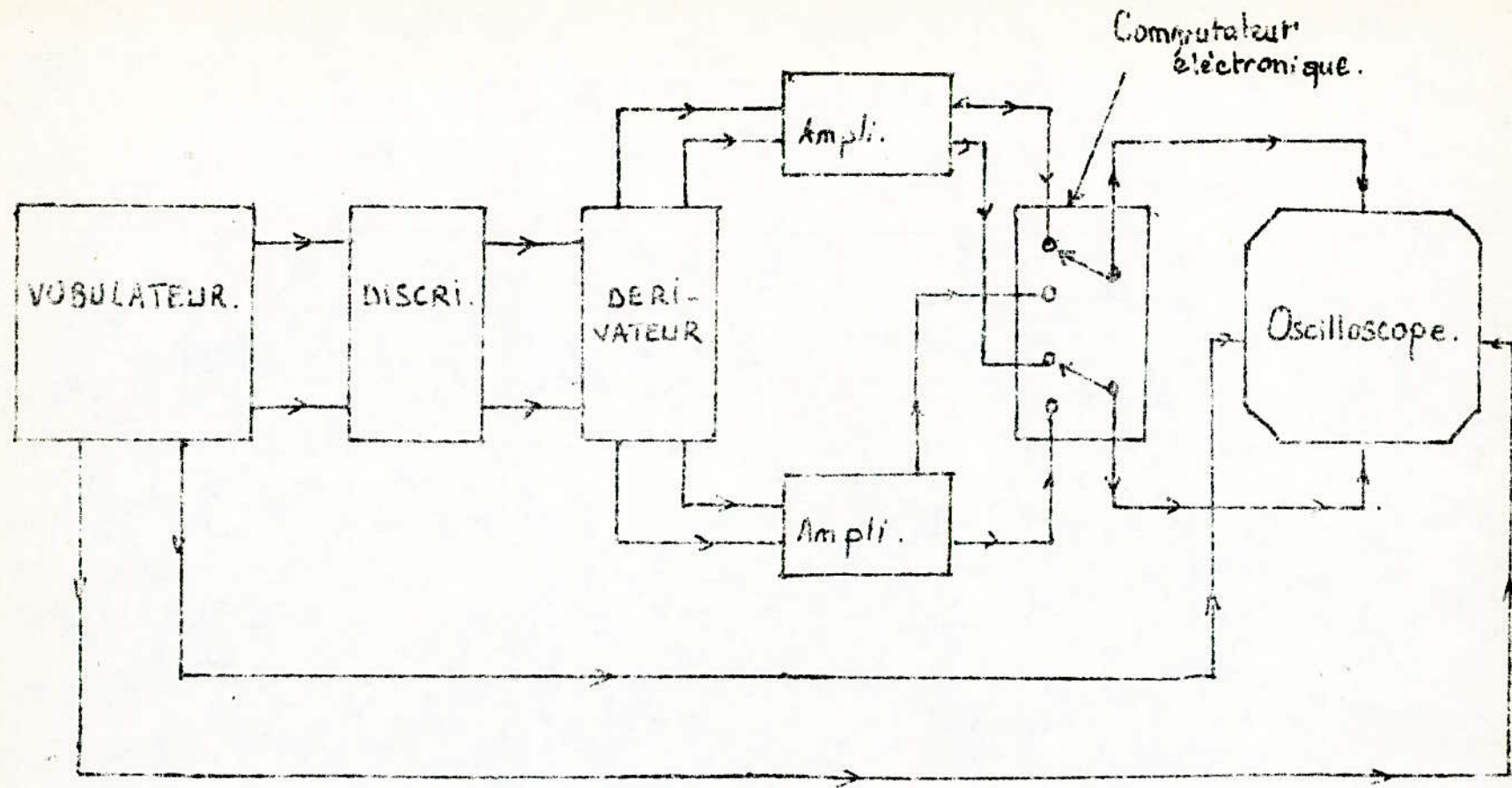
on a une erreur $\approx 13\%$

Conclusion

Si on prend un wobulateur à balayage sinusoïdal, on prend en considération uniquement la partie centrale du balayage horizontal.

REMARQUE: On est alors amené à schématiser l'installation d'étude des discriminateurs:

- Un wobulateur
 - Le discriminateur à étudier ou à régler
 - Un dérivateur ($RC \approx 0,5 \mu s$)
- } - 2 amplificateurs
- 1 commutateur



Schema d'installation d'etude
d'un DISCRIMINATEUR.

SIGNAL SUR BBRUIT

I-Puissance moyenne du signal M.F à l'entrée
du limiteur et à la sortie du discriminateur

II-Puissance moyenne du bruit à l'entrée du
limiteur et à la sortie du discriminateur

III-Signal sur bruit à faible niveau.

On calculera le rapport S/P en considérant d'une part la puissance moyenne du signal de sortie (porteuse exclusivement modulée par le signal) d'autre part la puissance moyenne de bruit (porteuse exclusivement modulée par le bruit).

I- PUISSANCE MOYENNE DU SIGNAL M.F. A L'ENTREE DU LIMITEUR ET A LA SORTIE DU DISCRIMINATEUR.

1- A l'entrée du limiteur

Le signal F.I. est de la forme :
 $A \cos(\omega t + m \sin \omega_m t)$

La puissance moyenne sera donc :

$$S.L \equiv \frac{A^2}{2}$$

2- A la sortie du discriminateur

La tension de sortie du discriminateur est proportionnelle à l'excursion de fréquence.

On sait que la fréquence instantanée du signal M.F. est :

$$f = f_c + \frac{K_w}{2\pi} \cos \omega_m t = f_c + \Delta f \cos \omega_m t$$

où K = facteur de proportionnalité

$\omega_m \cos \omega_m t$ = tension B.F modulante.

$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ de la porteuse;

Soit: $f - f_c = \Delta f \cos \omega_m t$

D'où l'excursion en fréquence: $\Delta f \cos \omega_m t$

Si p est la pente du discriminateur, la tension de sortie à ces bornes vaut donc :

et la puissance moyenne sera :

$$S.d \equiv \frac{p^2 (\Delta F)^2}{2} \quad (2)$$

II- PUISSANCE MOYENNE DU BRUIT A L'ENTREE DU LIMITEUR ET A LA SORTIE DU DISCRIMINATEUR.

On considère que l'on a à faire à un bruit blanc de densité spectrale ξ et composé d'une infinité de sinusoides de la forme $A_n \cos(\omega_n t + \phi_n)$

La densité spectrale est liée à l'amplitude A_n par la relation :

$$\text{Puissance moyenne} = \frac{A_n^2}{2} = S_d \Delta F$$

1- Bruit à l'entrée du limiteur

$$(3) \quad \boxed{N_L = SB}$$

avec $B = 2(m+1)FM$
 où FM = fréquence max
 de modulation.

2- Bruit à la sortie du détecteur

Le signal bruit $A_n \cos(\omega_0 + \Omega)t$ sera superposé à celui de la porteuse $A \cos \omega_0 t$ pour donner: $A \cos \omega_0 t + A_n \cos(\omega_0 + \Omega)t$

Cette relation s'écrit :

$$\boxed{[(A + A_n \cos \Omega t)^2 + A_n^2 \sin^2 \Omega t]^{1/2} \cos(\omega_0 t + \varphi')}$$

$$\text{Avec } \tan \varphi' = \frac{A_n \sin \Omega t}{A + A_n \cos \Omega t} \quad (4)$$

Comme on considère un signal supérieur au bruit, soit : $A > A_n$

La relation (4) s'écrira: $A(1 + \frac{A_n}{A} \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi')$

Le limiteur intervient en transformant la la quantité $A(1 + \frac{A_n}{A} \cos \Omega t)$ en une amplitude A_c .
 Le signal résultant sera donc :

$$A_c \cos(\omega_0 t + \varphi') \quad \text{= composition du bruit et de la porteuse.}$$

Par ailleurs comme $A > A_n$

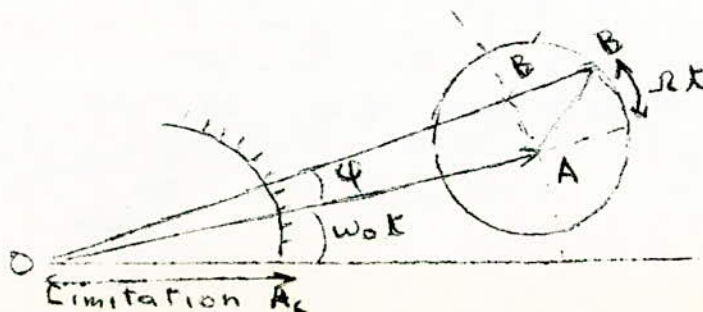
$$\tan \varphi' \approx \varphi' \approx \frac{A_n}{A} \sin \Omega t \quad \text{d'où :}$$

$$(5) \quad \boxed{A_c \cos(\omega_0 t + \varphi') = A_c \cos(\omega_0 t + \frac{A_n}{A} \sin \Omega t)}$$

On a là la forme d'un signal modulé par le bruit où $\frac{A_n}{A}$ représente l'indice de modulation.

Dans l'expression $A_c \cos(\omega_0 t + \frac{A_n}{A} \sin \Omega t)$ l'argument du cosinus représente la phase de la résultante porteuse+bruit.

L'expression de cette phase peut être trouvée virtuellement comme indiqué ci-dessous



$$OA = A \cos \omega_0 t$$

$$AB = A_n \sin \omega t$$

$$\varphi = \varphi' + \omega_0 t = \omega_0 t + \frac{AB'}{OA} = \omega_0 t + \frac{A_n \sin \omega t}{A}$$

La fréquence instantanée du signal est :

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = f_0 + \frac{F A_n}{A} \cos \omega t$$

d'où l'excursion en fréquence est :

$$f - f_0 = F A_n \cos \omega t / A$$

Le signal à la sortie du discriminateur est proportionnel à l'excursion en fréquence, et si p est la pente du discriminateur, la tension du bruit à sa sortie est alors :

$$(6) \quad \boxed{p F \frac{A_n}{A} \cos \omega t} \quad \text{elle donne une}$$

puissance moyenne de bruit

$$dN_d = \frac{p^2}{2} F^2 \left(\frac{A_n}{A}\right)^2$$

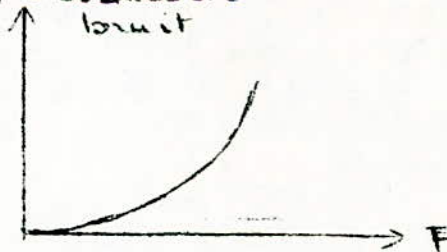
$$\text{Or } \frac{A_n}{2} = \delta dF \quad \text{d'où :}$$

(7)

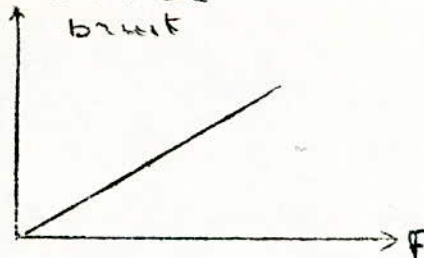
$$\boxed{dN_d = p^2 F^2 \delta dF / A^2}$$

et le terme $\frac{dN_d}{dF}$ représente la répartition spectrale du bruit.

Puissance de
bruit



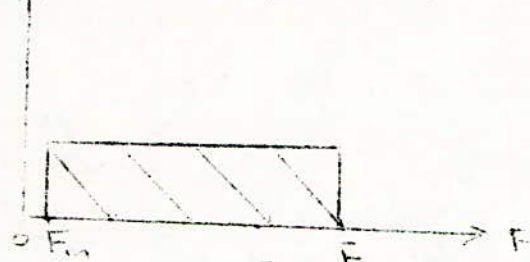
tension de
bruit



Ces 2 graphes ont été tracés d'après les relations (6) et (7).

L'intégration de la relation (7), nous donnera le bruit à la sortie du détecteur. Pour ce faire ; on considère un spectre de modulation B.F. c'est-à-dire un spectre dont la fréquence minimale de modulation F_m est voisine de 0.

S (densité spectrale)



$$N_d = \int_{-F_m}^{F_m} dN_d = \frac{\delta k^2}{A^2} \int_{-F_m}^{F_m} F^2 dF$$

$$(8) \quad N_d = \delta k^2 \frac{2}{3} \frac{F_m^3}{A^2}$$

3- Expression des rapports S/B

A la sortie du discriminateur d'après les relations (8) et (2) on aura :

$$\frac{S_d}{N_d} = \frac{3}{2} \frac{\Delta F^2}{\delta F_m^3} \frac{A^2}{2} \quad (9)$$

Or d'après (1) et (3) à l'entrée du limiteur

$$\frac{S_L}{N_L} = A^2/2 \delta B \quad (10)$$

(10) dans (9) donne :

$$\frac{S_d}{N_d} = 3 \left(\frac{\Delta F}{F_m} \right)^2 \frac{B}{2 F_m} \frac{S_L}{N_L} \quad (11)$$

Or B = 2(m+1) Fm ≠ 2(m+1) b

$$\frac{\Delta F}{F_m} = m \quad \text{soit}$$

$$\frac{S_d/N_d}{S_L/N_L} = 3 \left(\frac{\Delta F}{F_m} \right)^2 \frac{B}{2 F_m} = 3 m^2 (m+1) \neq 3 m^3$$

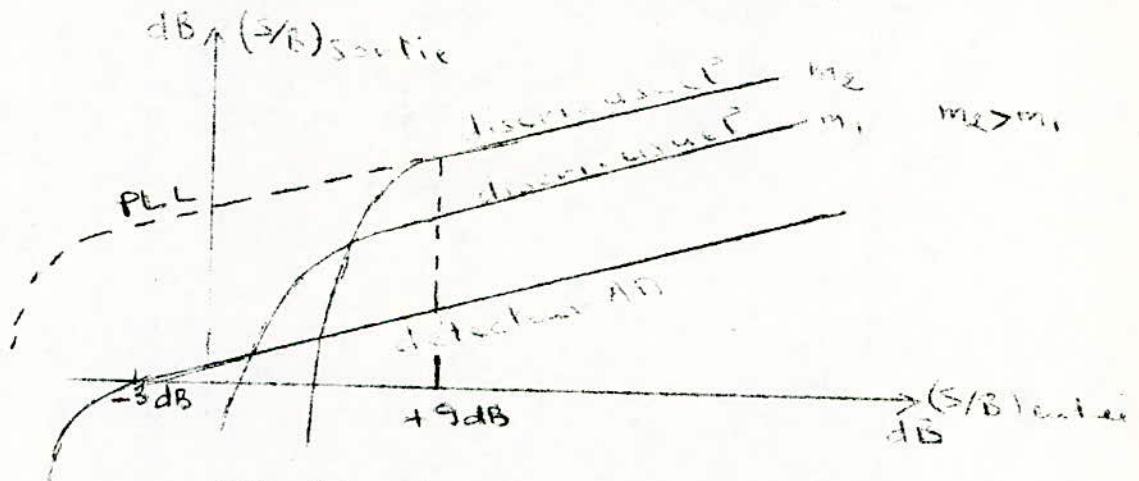
$$\frac{S_d/N_d}{S_L/N_L} \neq 3 m^3 \quad (12)$$

Le rapport S/B à la sortie du discriminateur est égal à 3m³ celui à l'entrée du limiteur.

Lorsqu'on augmente le signal à l'entrée du limiteur, le signal à la sortie n'est pas modifié si le limiteur joue bien son rôle, mais l'angle ϕ diminue et le bruit aussi.

III- SIGNAL SUR BRUIT A FAIBLE NIVEAU.

La figure suivante donne la valeur S/B à la sortie en fonction du S/B à l'entrée.



L'égalité (S/B) entrée et S/B sortie n'est valable que pour des valeurs (S/B) entrée supérieur à certaine valeur. En dessous de cette valeur le rapport (S/B) décroît rapidement.

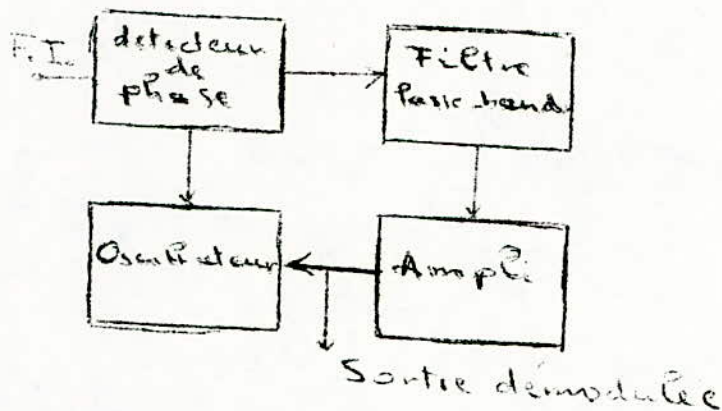
Le coude de la caractéristique correspond au seuil du récepteur discriminatoire est de +9dB. Le seuil est de -3dB en A.M..

Le point de rencontre des caractéristiques A.M. et F.M. détermine la limite à laquelle le M.F. est plus intéressante.

Pour conserver l'avantage de la F.M. on repousse la valeur du seuil. Comme la seule différence entre le M.F. et la F.A. réside dans le circuit de détection c'est donc sur le discriminateur qu'il faut agir pour ~~réduire~~ réduire le seuil.

Le discriminateur à verouillage de phase présente cet avantage.

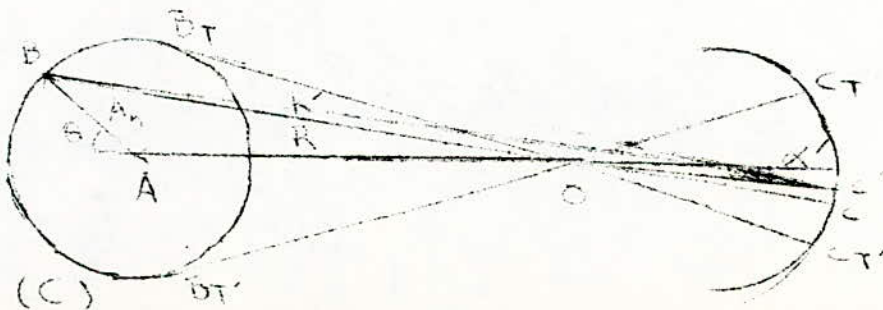
Son principe est le suivant : Le signal F.M. est comparé dans un détecteur de phase avec le signal de l'oscillateur local modulé en fréquence par la sortie entrée du détecteur de phase.



Un autre système permet de diminuer l'importance du bruit devant le signal utile. Il s'agit d'un système de contre réaction placé aux bornes du limiteur.

Soit A l'amplitude du signal utile
et A_n l'amplitude du bruit.

Sur la figure suivante, on schématisera le signal utile composé avec le bruit et le signal de C.R. prélevé à la sortie du limiteur.



R est la résultante du bruit et du signal utile.
 R' est la résultante de R et du signal de contre réaction.

$$R' = C'O + OB = C'P$$

C'O = C'ste si le limiteur est parfait.

Ct et Ct' correspondent à Bt et Bt', tangentes avec le cercle (C).

R' fait un angle α avec OC'.

Si le circuit de C.R. n'introduit pas de C.R., C' se confond avec C ; $\alpha = 0$ et OC est dans le prolongement de OR.

$$R' = CB$$

Posons :

$$\Phi_{R'} = (\vec{OA}, \vec{R}')$$

$$\Phi_{OC'} = (\vec{OA}, \vec{OC}')$$

$$\Phi = (\vec{OA}, \vec{R})$$

Par la suite, on appliquera soit R' soit OC' au discriminateur.

Supposons $\alpha \neq 0$ et en prenant $|OA| = 1$ et $|OC'| = \rho$ on aura :

$$(1) \quad \frac{1}{b} \frac{d\Phi_{R'}}{dt} = \frac{A_n \cos(\theta - \varphi_R) - \rho \cos \alpha (dx/d\theta)}{\cos \varphi_R + A_n \cos(\theta - \varphi_R')}$$

$$(2) \quad \frac{1}{b} \frac{d\Phi_{OC'}}{dt} = \frac{A_n \cos(\theta - \varphi_R') \cdot [\cos(\varphi_R + \beta_0 \cos(\theta - \varphi_R)) + \cos \alpha] (dx/d\theta)}{\cos \varphi_R + \beta_0 \cos(\theta - \varphi_R')}$$

Comme on cherche un état stable, on doit avoir :

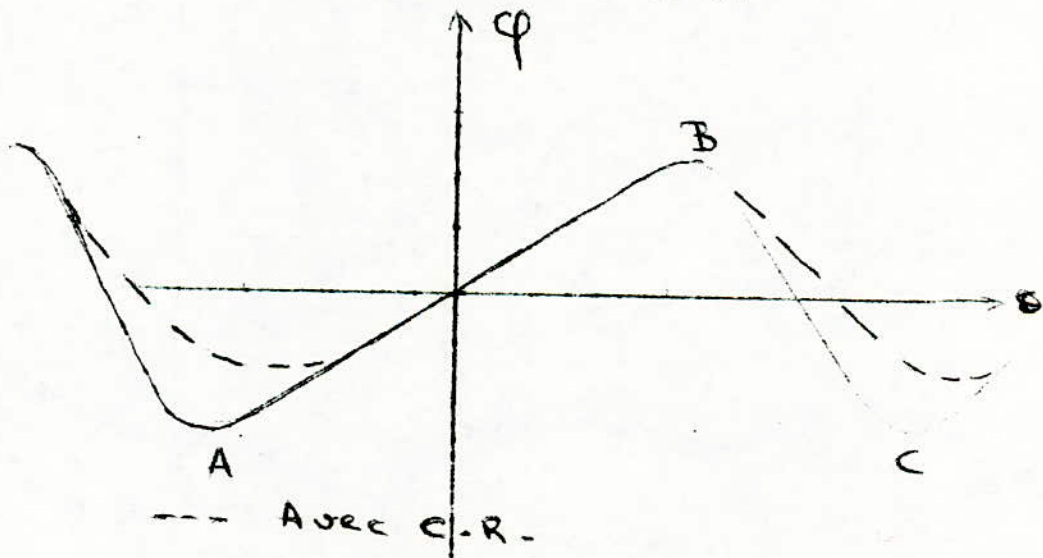
$$\int_0^{2\pi} \frac{d\varphi_R}{dt} d\theta = 0 \quad \text{et} \quad \int_0^{2\pi} \frac{d\varphi_{OC}}{dt} d\theta = 0$$

La distance moyenne est donc nulle à chaque rotation de OB et lorsque A_n devient aussi grand que A soit quand :

A_n augmente $\frac{d\varphi_R}{dt}$ devient supérieur à $\frac{d\varphi_{OC}}{dt}$ comme le montre les relations (1) et (2).

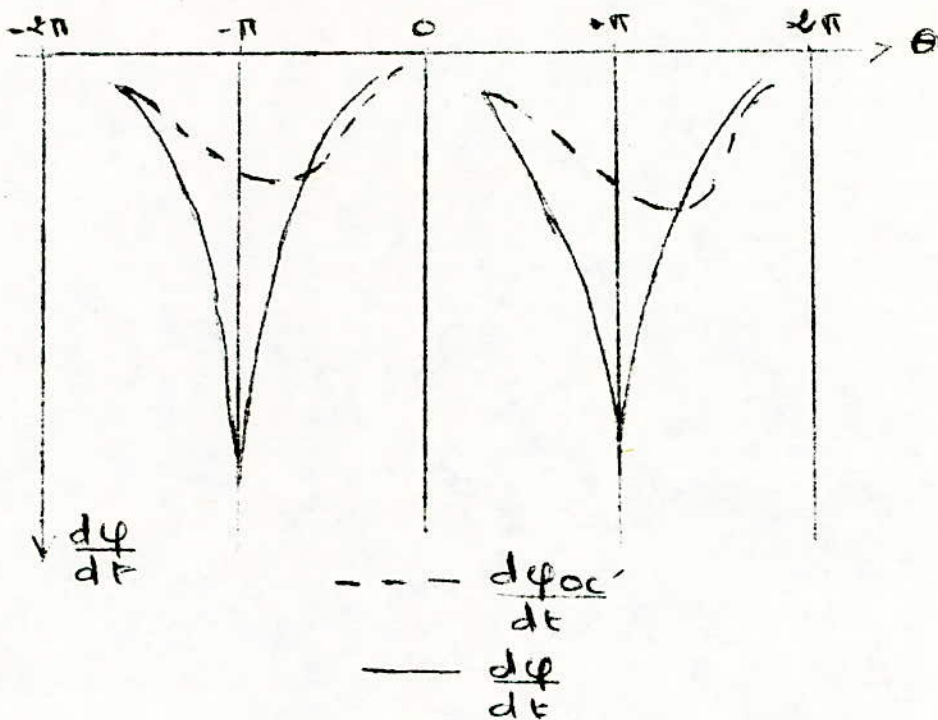
Comme le bruit est proportionnel à $\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} - f_0$ il est préférable d'appliquer OC' au discriminateur.

Traçons les variations de

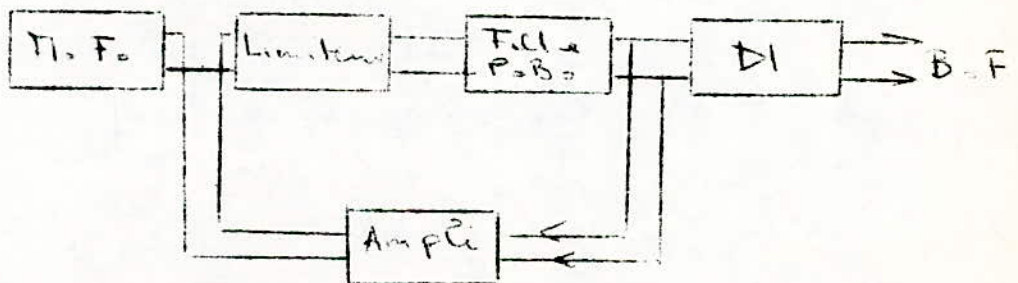


AB correspond aux variations de φ ; quand θ passe de B_t à B_t' elles sont plus lentes que celles de (BC) correspondant à une variation de θ de B_t à B_t' .

Les variations de φ_{OC} sont évidentes \sphericalangle et on obtient les courbes de variations suivantes pour $\frac{d\varphi}{dt}$ et $\frac{d\varphi_{OC}}{dt}$.



Les variations de $\frac{d\varphi_{oc'}}{dt}$ sont plus faibles que celles de $\frac{d\varphi}{dt}$ d'où le bruit introduit par $\frac{d\varphi_{oc'}}{dt}$ est plus faible. Autrement dit la C.R. atténue le bruit; ~~donc permet~~ de rebaisser le seuil de bruit du discriminateur.



P.B. = Passe-bande.

- ANNEXE (2) -

I - Principe de la Préaccentuation

II - Principe de la Préaccentuation - Amélioration du S/B

I-PRINCIPE DE LA PREACCENTUATION

La B.F. nécessitée par la transmission F.M. est proportionnelle à l'excursion de fréquence produite par la fréquence maximum de modulation.

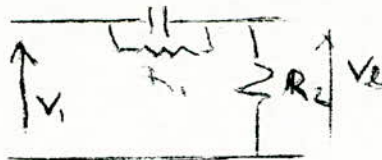
$$B = 2(m+1)F_M$$
$$m = \frac{\Delta f}{F_M} \text{ d'où } F_M = \frac{\Delta f}{m}$$

$$B = 2(1 + 1/m) F_M$$

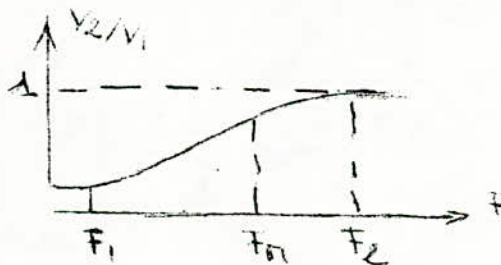
On sait que par ailleurs l'excursion en fréquence est proportionnelle à la tension B.F.. Or en radiodiffusion les fréquences élevées ont des amplitudes plus faibles que les fréquences basse. D'où il vient que l'excursion en fréquence sera plus faible pour les H.F. et la transmission n'occupera pas la bande qui lui est assignée.

Par contre le bruit est pondérant en H.F.. D'où la nécessité de préaccentuer le spectre des amplitudes B.F., avant la modulation, afin de profiter de la B.P. prévue.

Le circuit de préaccentuation est la suivant.



Sa courbe de transfert est la suivante.



Ainsi préaccentuer c'est diminuer la tension B.F. afin de rendre l'excursion de fréquence B.F. égale à l'excursion de fréquence H.F.

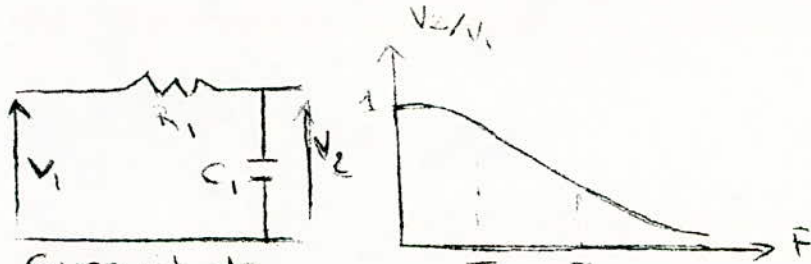
II-DESACCENTUATION

1°) PRINCIPE DE LA DESACCENTUATION

La desaccentuation consiste à réduire les amplitudes H.F. et non pas augmenter les amplitudes B.F.. Et ce afin de réduire les bruits qui sont importants aux fréquences élevées.

Donc l'introduction du circuit de desaccentuation améliore le rapport signal sur bruit.

ON utilisera un circuit intégrateur pour la desaccentuation.



Circuit de desaccentuation T_{cl} de transfert

R_1 et C_1 sont tels que $R_1 C_1 \omega_1 = 1$

2°) CALCUL DE L'AMELIORATION DE S/B.

En considérant le circuit de préaccentuation

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + jR_1 C_1 \omega}{1 + (jR_1 R_2 C_1 \omega) / (R_1 + R_2)}$$

$$\text{Or } C_1 R_1 = \frac{1}{2\pi F_1} \quad \text{et } C_1 R_2 = \frac{1}{2\pi F_2}$$

avec $F_1 = 1\text{KHz}$ et $F_2 = 30\text{KHz}$. Il en résulte que $R_1 = 15R_2$. Donc $R_1 \gg R_2$ et $F_2 \gg F_1$ on peut alors écrire que :

$$\frac{V_2}{V_1} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} (1 + j\omega / \omega_1)$$

CB qui indique une atténuation de 6dB/oct. pour $R_2 = 5\text{K}$ $R_1 = 75\text{K}$ et $C_1 = 1\text{nF}$

Pour rétablir une amplitude correcte des composantes du signal aux fréquences élevées on utilise à la ~~sortie~~ sortie du discriminateur un intégrateur ($R_1 = 75\text{K}$ et $C_1 = 1\text{nF}$).

La fonction de transfert du circuit est alors

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + j\omega / \omega_1}$$

Elle est l'inverse de celle de la préaccentuation.

On a vu que la tension de bruit à la sortie du discriminateur est : $p_{FA} \cos^2 \theta$ soit une puissance moyenne de bruit :

$$p_{FA} \frac{A_2^2}{F} = p_{FA} \frac{2\sigma^2}{F} \frac{dF}{A^2}$$

La présence du circuit de désaccentuation introduit le facteur $\frac{dF}{1 + F/F_1}$ et non pas dF seulement.

D'où la nécessité d'une puissance de bruit

$dN' = \frac{p}{A^2} \frac{F^2}{1 + \frac{F^2}{F_1^2}} dF$
 et la puissance moyenne de bruit allant de $-F_M$ à $+F_M$.

$$N_{D'} = \frac{p}{A^2} \int_{-F_M}^{+F_M} \frac{F^2}{1 + \frac{F^2}{F_1^2}} dF$$

$$N_{D'} = \frac{2Sp^2}{A^2} F_1^3 \left(\frac{F_M}{F_1} - A \operatorname{ctg} \frac{F_M}{F_1} \right)$$

OR sans la désaccentuation on aurait eu

$$N_D = \frac{Sp^2}{A^2} \frac{2}{3} F_M^3$$

$$D'où \quad \frac{N_{D'}}{N_D} = 3 \left(\frac{F_1}{F_M} \right)^3 \left(\frac{F_M}{F_1} - A \operatorname{ctg} \frac{F_M}{F_1} \right)$$

Pour $F_1 = 2\text{Khz}$ et $F_M = 15\text{Khz}$

$$\frac{N_{D'}}{N_D} = 1/23 \text{ soit une amélioration de } 13,5\text{dB.}$$

- ANNEXE (3) -

I - Distorsion due à l'instabilité de fréquence

II - CAF

III - Circuit pratique de CAF

I-DISTORTION DUE A L'INSTABILITE DE FREQUENCE

Le problème majeur affectant les récepteurs F.M.

est la distorsion causée par la dérive en fréquence de l'oscillateur local. Cette dérive se traduit par une mauvaise audition et a deux origines différentes selon qu'on soit dans un récepteur à lampe ou un récepteur à transistors.

Dans le cas d'un oscillateur à lampes la dérive en fréquence dépendra du temps que mettrons ces lampes pour atteindre leur équilibre thermique et électrique.

En effet l'inductance de la self du circuit d'accord étant de la forme:

$$L = \frac{4\pi^2 N^2 \mu S}{l} \cdot 10^{-8}$$

N = Nombre de spires

μ = Perméabilité magnétique

l = Longueur du fil

S = Section droite (cm^2)

Quand la température augmente l augmente mais la surface S étant au carré augmente plus que la longueur d'où L augmente et $W = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ diminue.

En général on a une dérive de 30 KHz pour un accord de 100 Mhz.

La dérive due à la température n'est pas conséquente dans le cas d'un oscillateur à transistor. Dans ce cas ce sont les fluctuations de l'alimentation qui affectent la stabilité en fréquence.

En effet les capacités de jonctions sont surtout sensibles aux variations de l'alimentation et comme

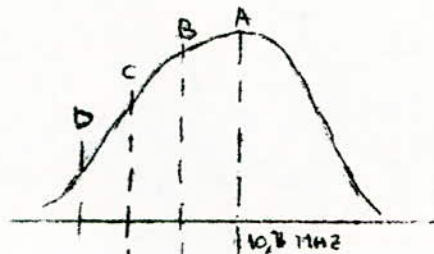
$$C = \frac{Q}{V} \quad W = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

une variation de l'alimentation entraîne une variation de C ce qui entraîne une variation de la pulsation W .

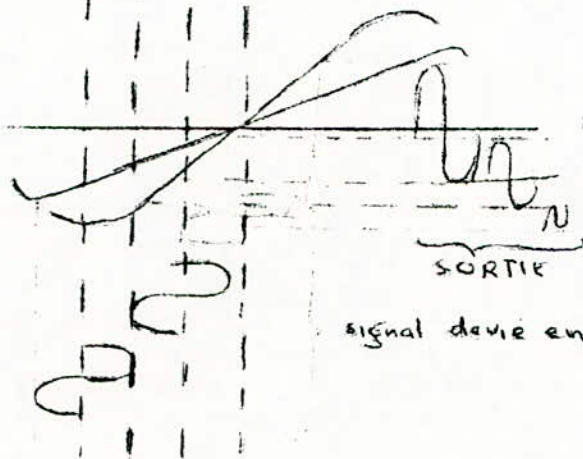
Sur le schéma suivant nous verrons comment se traduit la distorsion causée par une dérive de fréquence.

Signal HF 10,7 MHz Accord receptrur → F

D C B 10,7 MHz Accord Osc. Mateur → F



Bande passante FT salée sur 10,7 MHz.



Réponse détecteur

SORTIE

signal dévié en fréquence

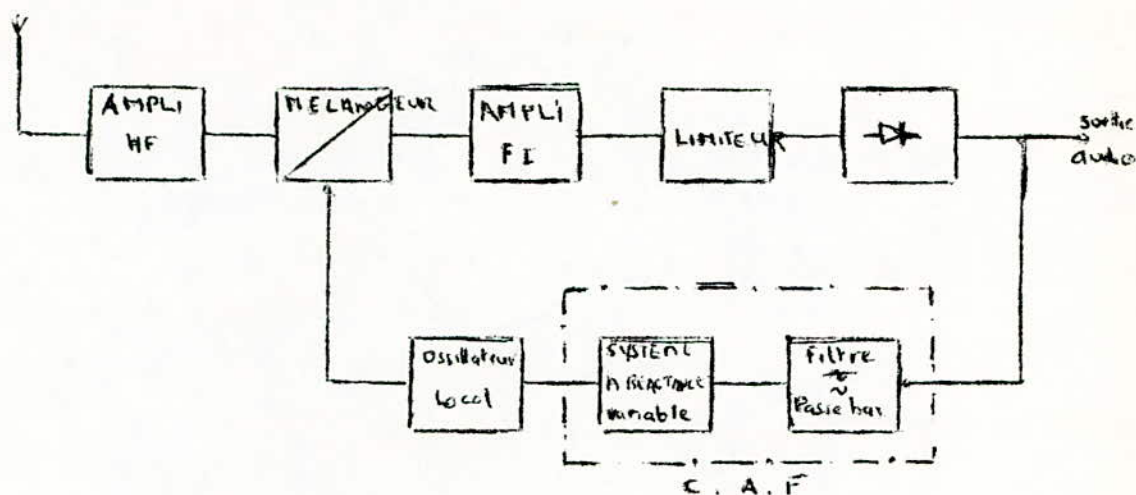
La distorsion est causée par la partie non linéaire de la courbe de réponse du discriminateur. Il est évident qu'on peut minimiser la distorsion due à la dérive en prenant un détecteur une courbe de réponse large. Ainsi la dérive peut ne pas être assez grande pour atteindre la partie non linéaire de la courbe de réponse.

II-CONTROLE AUTOMATIQUE DE FREQUENCE

Le controle automatique de fréquence est un système de réaction entr l'oscillateur local et le détecteur qui de compenser la dérive de fréquence.

La dérive de l'oscillateur crée au niveau du détecteur une tension proportionnelle à cette dérive. Cette tension est alors renvoyée atravers un système capable de dévier l'oscillateur de façon à compenser sa dérive.

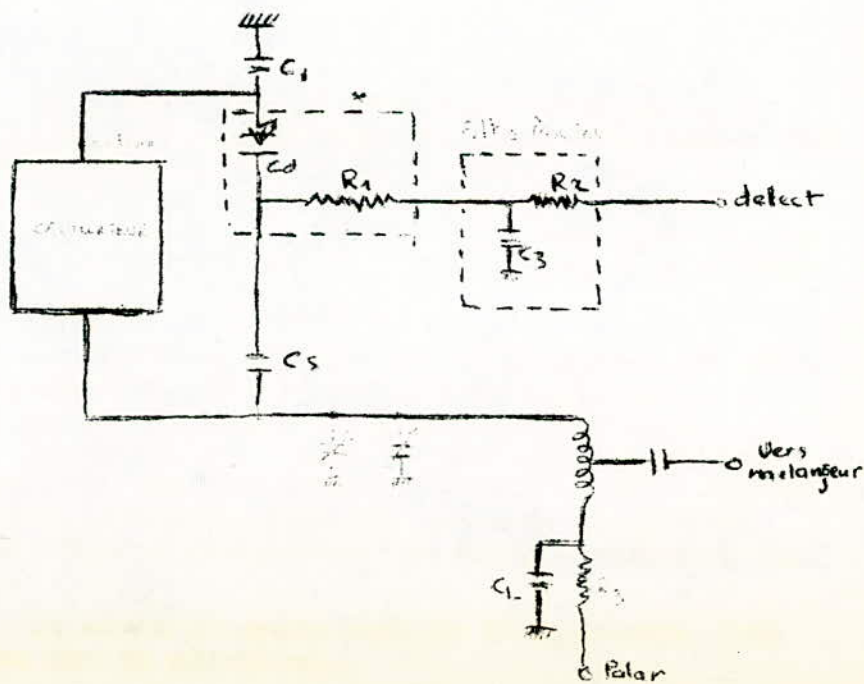
Le shéma ci après indique l'emplcement d'un C.A.F. dans une de détection.



Le rôle du filtre passe-bas est d'éviter la modulation de la fréquence de l'oscillateur par la sortie B.F. du détecteur.

Pour ramener l'oscillateur à sa fréquence propre on utilise une réactance variable commandée par la tension créée par la diode. Ainsi pour le cas d'un oscillateur à éléments discrets quand l'alimentation se déstabilise; diminue par exemple, la capacité de jonction diminue, la pulsation $\omega = 1/\sqrt{C_J + C_D}$ augmente la polarisation de la diode augmente C_D diminue, ω diminue.

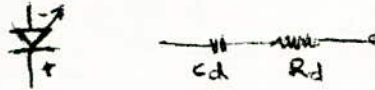
III-CIRCUIT PRATIQUE D'UN C.A.F.



* R₁ évite le C.C. de la varicape par C₃.
 La capacité de diode est inversement proportionnelle à V

$$C_D = A/\sqrt{V}$$

EN M.F. le circuit équivalent de la diode est le suivant



Si la diode est utilisée comme dans un circuit de couplage

$$Q = \frac{X_c}{R} = \frac{1}{2\pi f C_d R_d}$$

Pour augmenter le coefficient de qualité on introduit en série avec la diode une capacité C_S. Q est alors multiplié par C_D+S/C_S

Par ailleurs $\Delta F/\Delta V = -\frac{F}{4V} \left(\frac{1}{1+C_d} \right)$

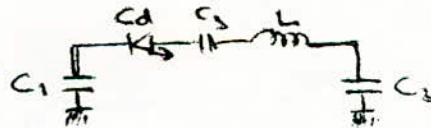
ΔF = Déviation

ΔV = Variation de la tension de polarisation

V = Tension de polarisation

C_S aussi grande que possible pour rendre maximum la sensibilité F.

Soit le schéma pratique : Aux bornes de L on a d'une part C_S, C_D et C₃ et d'autre part C₂ d'où le schéma équivalent suivant.

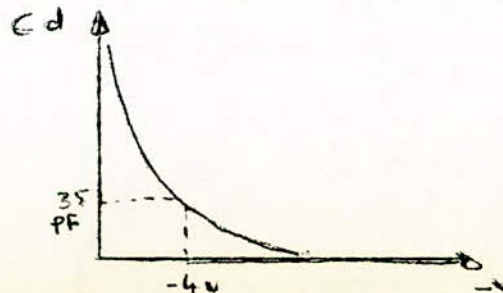


La varicape est placée à travers un circuit LC. Sa capacité est commandée par le détecteur. La composante continue est liée à la varicape à travers le filtre passe bas.

Supposons :

$$f_0 \downarrow \Rightarrow \Delta F \uparrow \text{ par valeur négative} \Rightarrow \Delta V = \frac{\Delta F}{K} \uparrow \text{ par valeur } < 0$$

$$\Rightarrow C_d \downarrow \text{ et } f \neq \frac{K}{\sqrt{C_d}} \uparrow$$

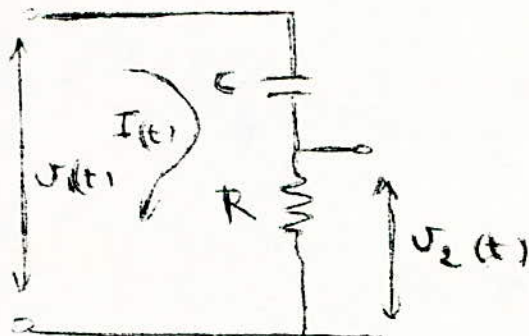


- ANNEXE (4) -

\int APPEL SUR \int SEUDO-DERIVEE

- I - Dérivation ; Pseudo-dérivée
- II - Pseudo-dérivée d'une tension de pointe K
- III - Pseudo-dérivée d'une $\frac{1}{2}$ sinusoïde
- IV - Pseudo-dérivée d'une pente K et d'une sinusoïde

I- DERIVATION ; PSEUDO - DERIVEE



- Soit un circuit RC

on a : $V_1(t) = \frac{1}{C} \int i dt + Ri$

$V_2(t) = Ri$

Ecrivons les transformées de Laplace en supposant l'instant $t = 0$

$$\mathcal{L}(V_1(t)) = R I(p) + \frac{I(p)}{pC} = \left[R + \frac{1}{pC} \right] I(p)$$

$$\mathcal{L}(V_2(t)) = R I(p) = \frac{p}{p + \frac{1}{RC}} \mathcal{L}(V_1(t))$$

appelons $RC = \tau$

$$\mathcal{L}(V_1(t)) = V_1(p)$$

$$\mathcal{L}(V_2(t)) = V_2(p) \Rightarrow$$

$$V_2(p) = \frac{p}{p + 1/\tau} V_1(p)$$

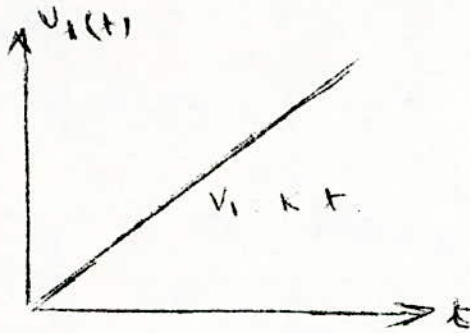
on sait que : $\mathcal{L}(p V_1(p)) = \frac{dV_1(t)}{dt}$ et si $\frac{1}{RC} \gg p$

$$\mathcal{L}(V_2(t)) \approx \tau \mathcal{L} \frac{dV_1(t)}{dt}$$

C'est à dire que $V_2(t)$ est approximativement la dérivée de $V_1(t)$ par rapport au temps

à τ pres. Donc $V_2(t)$ n'est pas la dérivée exacte de $V_1(t)$ mais annulable dans certaines conditions, aussi par définition on appelle $V_2(t)$ pseudo-dérivée de $V_1(t)$.

II- PSEUDO-DERIVEE D'UNE TENSION DE PENTE K



On suppose que le dérivateur à l'instant $t = 0$ est au repos et qu'à $t \geq 0$ on lui applique une tension $U_1(t) = k t$

- la dérivée de $U_1(t)$ donne $\frac{dU_1}{dt} = k$
- or on sait que $\mathcal{L}(U_2(t)) = \frac{\mathcal{L}\left(\frac{dU_1(t)}{dt}\right)}{p+1/RC}$
- La solution opérationnelle de cette équation, est donnée par la formule d'expansion d'heaviside :

$$U_2(p) = \frac{M(p)}{N(p)} = \mathcal{L}\left(\frac{dU_1(t)}{dt}\right) \times \frac{1}{p+1/RC}$$

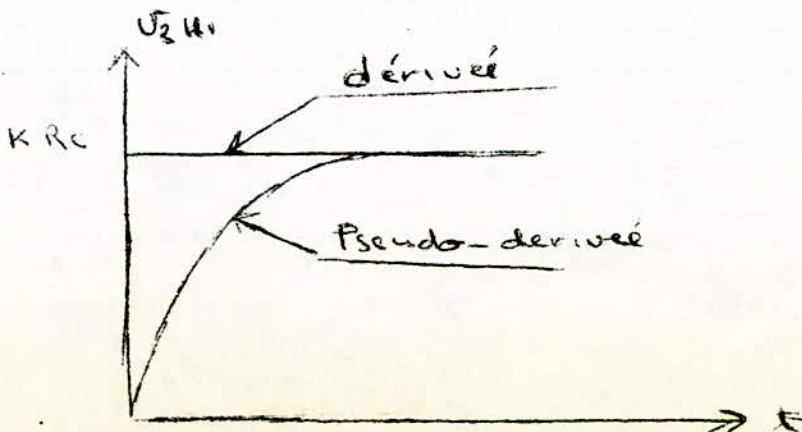
- et la solution complétée est de la forme :

$$U_2(t) = \frac{M(0)}{N(0)} + \sum_{m=1}^n \frac{M(p_m)}{p_m N(p_m)} e^{p_m t}$$

$$U_2(t) = k RC (1 - e^{-t/RC})$$

quand $t \rightarrow \infty$

$$U_2(t) = k RC = RC \frac{dU_1(t)}{dt}$$



Donc l'on s'en rapproche d'autant plus vite que le terme exponentiel décroît plus rapidement $\Rightarrow \frac{1}{RC}$ plus grand \Rightarrow plus petite $\Rightarrow RC$.

Donc on peut dire que la tension recueillie aux bornes de la résistance est proportionnelle à la dérivée de la tension $U_1(t)$ lorsque :

$U_2(t)$ varie d'autant plus vite que RC est plus petite.

CONCLUSION

On PEUT assimiler la tension de pente V à la partie rectiligne de la courbe de réponse d'un discriminateur (sensiblement rectiligne) dont on a calculé la Pseudo-Dérivée.

III- PSEUDO-DERIVÉE D'UNE 1/2 SINUSOÏDE

La courbe de réponse d'un discriminateur présente un maximum et un minimum de tension.

A ces minimums et maximums de tension correspondent des passages par zéro de la dérivée.

Or on a une pseudo-dérivée, donc on va examiner quand elle sera nulle à ces extrêmes, et dans quelles elle le sera.

Soit : $U_1(t) = A \sin \frac{\pi}{2T} t$ pour $0 \leq t \leq 2T$

Quand on dérive on a :

pour $t = T$ $\left\{ \begin{array}{l} U_1(t) = A \text{ (maximum)} \\ \frac{dU_1(t)}{dt} = 0 \end{array} \right.$

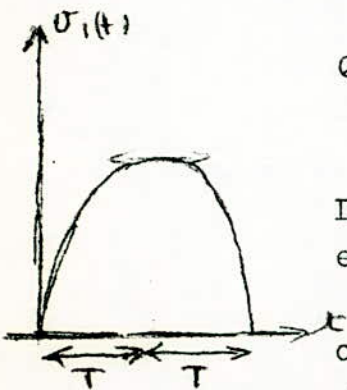
Dans le dérivateur on a toujours : $\mathcal{L}\{U_2(t)\} = \mathcal{L}\left\{ \frac{dU_1(t)}{dt} \right\} \frac{1}{p + \frac{1}{RC}}$

et comme $\frac{1}{p + \frac{1}{RC}} = \mathcal{L}\{e^{-t/RC}\} \Rightarrow \mathcal{L}\{U_2(t)\} = \mathcal{L}\left\{ \frac{A \frac{\pi}{2T} \cos \frac{\pi}{2T} t}{2} \right\} \mathcal{L}\{e^{-t/RC}\}$

on peut alors raisonner que le théorème de Borel :

$$U_2(t) = \int_0^t \frac{A \pi}{2T} \cos \frac{\pi}{2T} t \cdot e^{-\frac{t-\tau}{RC}} d\tau \Rightarrow$$

$$U_2(t) = \frac{A \pi}{2T} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2}} \left[\frac{1}{RC} \cos \frac{\pi}{2T} t + \frac{\pi}{2T} \sin \frac{\pi}{2T} t - \frac{1}{RC} e^{-t/RC} \right]$$



Remarque : si $R_c \ll 0 \Rightarrow \frac{1}{R_c} \gg 0 \Rightarrow e^{-t/R_c} \neq 0 \Rightarrow$

$$U_2(t) = \frac{A\pi}{2T} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_c}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2}} \left[\frac{A}{R_c} \cos \frac{\pi}{2} \frac{t}{T} + \frac{\pi}{2T} \sin \frac{\pi}{2} \frac{t}{T} \right]$$

$$= \frac{A\pi}{2T} \times \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_c}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2}} \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{t}{T} - x\right) \right] \quad \text{tg } x = \frac{\pi}{2} \frac{R_c}{T}$$

x est très petit lorsque $R_c < T \Rightarrow x \approx \text{tg } x = \frac{\pi}{2} \frac{R_c}{T}$

$$U_2(t) = \frac{A\pi}{2T} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_c}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2}} \cos \frac{\pi}{2T} (t - R_c)$$

si on suppose que $\frac{1}{R_c} > \frac{\pi}{2T}$

$$U_2(t) = \frac{A\pi}{2T} R_c \cos \frac{\pi}{2T} (t - R_c)$$

On constate alors que $U_2(t)$ est proportionnel à la dérivée, mais avec un retard égal à R_c . Le passage par zéro de la pseudo-dérivée a donc lieu après le passage par le maximum de la demi-sinusoïde originale.

IIII-PSEUDO-DERIVEE D'UNE DROITE DE PENTE K ET D'UNE DEMI SINUSOIDE.

La partie utile (rectiligne) de la courbe de réponse d'un discriminateur n'est, en général, pas rectiligne mais présente un point d'inflexion. On peut étudier ce cas en assimilant la partie utile de la courbe de réponse du discriminateur à la somme d'une droite et d'une demi sinusoïde.

$$\text{Donc } V_1(t) = Kt + m \cdot \sin \frac{\pi}{2T} t$$

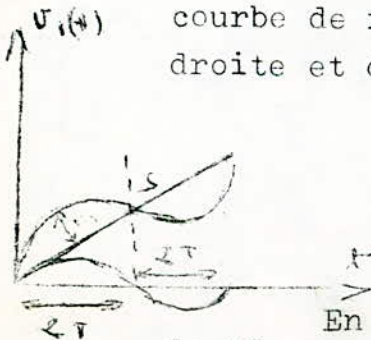
$$\text{La dérivée sera } \frac{dV_1(t)}{dt} = K + \frac{m\pi}{2T} \cos \frac{\pi}{2T} t$$

Si on prend le théorème de BORAL on a:

$$V_2(t) = e^{-t/R_c} \left(\int_0^t e^{t'/R_c} K dt' + \frac{m\pi}{2T} \int_0^t e^{t'/R_c} \cos \frac{\pi}{2T} t' dt' \right)$$

En supposant le terme exp. = 0 la pseudo dérivée de l'ensemble sera:

$$U_2(t) = K R_c + \frac{m\pi}{2T} \left[\left(\frac{1}{R_c}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{2T}\right)^2 \right]^{-1/2} \cos \frac{\pi}{2T} (t - R_c)$$



Si l'on pose $\frac{1}{RC} \rightarrow \frac{\pi}{2T} \Rightarrow$

$$V_2(t) = RC \left[K + m \sqrt{\frac{2T - \dots}{T^2}} \cos \left(\frac{\pi}{T} (t - RC) \right) \right]$$

Le term entre crochet représente alors la dérivée de la courbe originale au retard RC pres. Si RC est petit le retard est négligeable.

CHAPITRE (9)

COURBES ET MANIPULATIONS .

I - INTRODUCTION

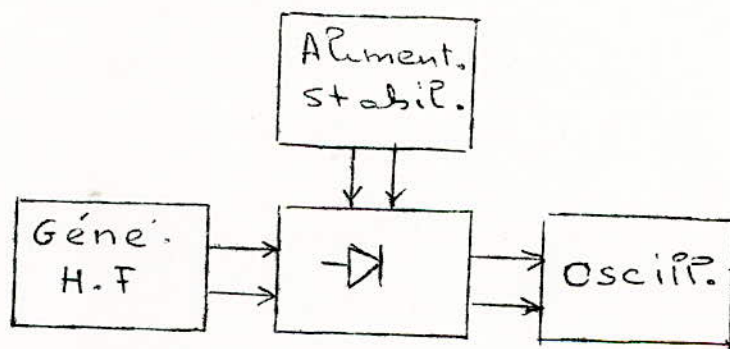
1/ Principe

Ce chapitre a été uniquement consacré aux essais des platines de discriminateurs, en vue d'obtenir les courbes de réponse, déjà, établies théoriquement.

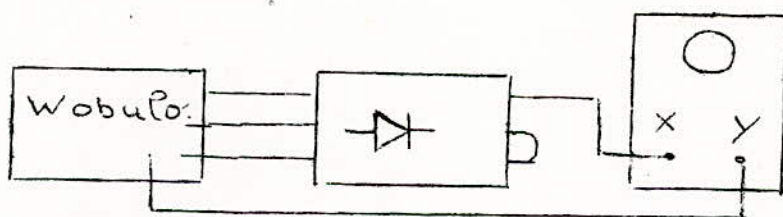
Le matériel dont on dispose au laboratoire de l'Ecole, ne nous permet pas, hélas, de réaliser la manipulation indiquée par la méthode dite de wobulation.

Par conséquent, on a procédé à la manipulation avec deux méthodes, dont les schémas synoptiques sont les suivants :

1ère méthode Détèrmination de la courbe de sélectivité



2ème méthode : Détèrmination de la courbe de réponse



1ère méthode

Le principe de cette manipulation est de faire varier la porteuse, par le ΔF (qui est l'excursion en fréquence), ceci nous entrainera une variation en amplitude de la sinusoïde BF recueillie sur l'oscilloscope (donc de la tension de sortie) soit $V_2 = f(w)$.

Connaissant V_1 = la tension d'attaque du discriminateur et V_2 , la tension à la sortie, on pourrait tracer la caractéristique $G = \frac{V_2}{V_1} = f(w)$.

2ème méthode :

Le principe de cette méthode est un balayage horizontal AU RYTHME de la variation de fréquence, et en phase avec celle ci. Le balayage est donc pris du secteur comme pour la modulation de fréquence.

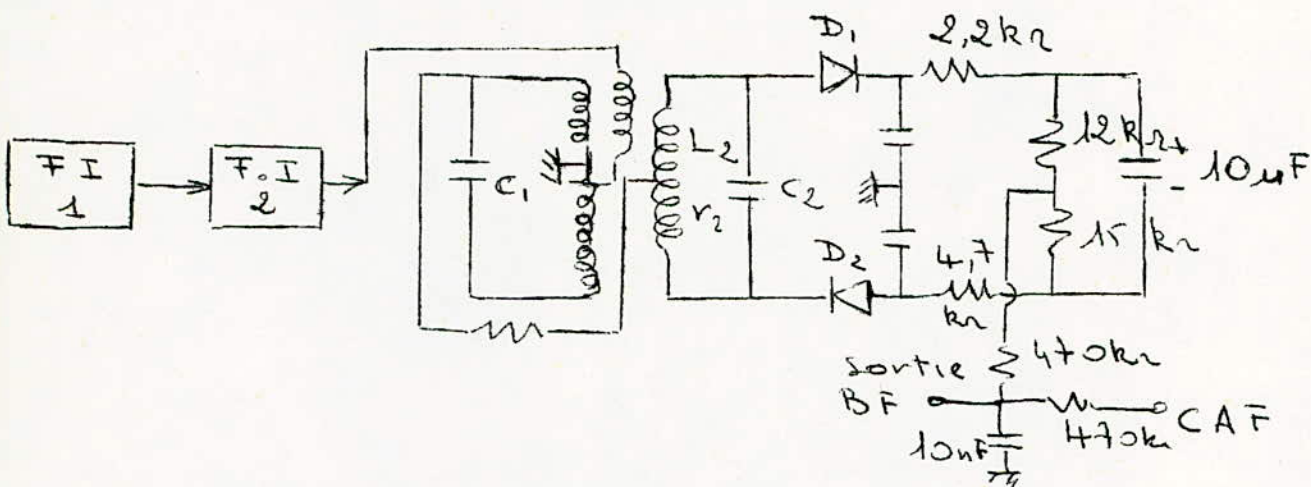
2) Matériel utilisé :

- 1 - Générateur H.F.
FERISOL type LF 101 C
- 2 - VVobulateur
W.X. 601 B
- 3 - Oscilloscope
H.M. 512
- 4 - Alimentation stabilisée
C. L. B. B. B. BED 003
- 5 - Fréquencemètre
P.M. 6622



--PLATINE N° 1--
DETECTEUR DE RAPPORT

1) Schéma du montage pratique :



2) Réglage du détecteur :

a) au wobuloscope :

- On déconnecte le condensateur électrochimique .
- " branche la sortie H.F. du wobulateur sur la base du transistor du dernier étage F.I.
- " connecte l'oscilloscope , relié déjà à la wobulo. , entre le point B et la masse .
- On désaccorde l'enroulement secondaire (L_2 , L_3) pour obtenir sur l'écran de l'oscilloscope , la courbe de réponse du primaire .
- On accorde l'enroulement primaire sur 10,7 Mhz , afin d'avoir une courbe bien symétrique .
- On reconnecte le condensateur électrochimique .
- On branche l'oscilloscope entre le point A et la masse
- " retouche l'accord du secondaire pour obtenir la courbe de réponse .

b) au générateur H.F. et à l'oscilloscope :

- La même méthode est utilisée pour le réglage , sauf que dans celle-ci , les noyaux sont réglés à partir de la sinusoïde observée sur l'oscilloscope .
- En faisant varier le F on peut tracer la courbe de sensibilité de notre détecteur .

3) Manipulation :

Les réglages précédents étant faits , on peut tracer nos courbes pour les deux méthodes étudiés .

1^{ère} méthode : on a tracé trois courbes :

1^{ère} courbe donnée par l'étage détecteur .

2^{ème} courbe donnée par la 1^{ère} F.I. + l'étage détecteur .

3^{ème} courbe donnée par : l'ensemble des 2 F.I. + l'étage détecteur . (Voir figure 1)

La plage de fréquence est de $200 \text{ Khz} + F_0$ ($F_0 \equiv 10,7 \text{ K}$)

2^{ème} méthode : la courbe de réponse du détecteur est donnée en figure 2 . Par les marqueurs existant sur le wobulosope , on peut déterminer la plage de fréquence de la partie linéaire de la courbe .

4) Conclusion :

On voit d'après les courbes de première méthode que les deux premières , sont moins bonnes , que la troisième , ceci est surtout dû , à la charge apportées par les étages précédents , donc un amortissement plus grand .

Pour la troisième courbe , les circuits oscillants ont été retouchés pour obtenir la meilleure sensibilité .

On a constaté que les variations du ΔF entraînaient aussi une variation du niveau de la tension d'entrée .

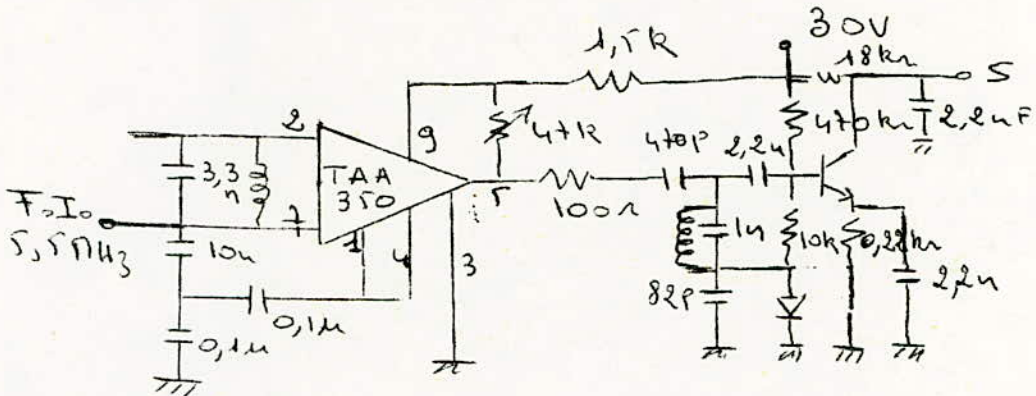
Pour cela , en figure 3 , on a tracé la courbe Amplitude - Amplitude , donnant les variations d'entrée (de la tension d'entrée) , en fonction des variations de la tension de sortie .

On voit que pour des tensions d'entrée inférieures à 100mV ces variations sont pratiquement proportionnelles à celles de sortie . Au delà de cette tension , les variations sont relativement faibles . Donc , pour pouvoir faire un vane de mesure normal , il faudrait se placer au delà de cette tension . Dans nos essais , la tension d'attaque était maintenue à 200 mV .

PLATINE N° 2

- DISCRIMINATEUR A COINCIDENCE 6

1) Description du montage :



Ce schéma comme l'indique la figure , est constitué de cinq parties :

1°/ Le réseau déphaseur :

Constitué par une cellule LC ; sa réponse de phase n'est pas entièrement linéaire , ceci nous donnera une certaine distortion au niveau du signal B.F.

2°/ Le discriminateur à coïncidence :

Un circuit intégré , le TAA 350 , ayant pratiquement les mêmes caractéristiques , mais en plus simple (car ne comprenant pas de régulateur , ni d'étage émetteur suiveur comme le TAA 661) assure la détection .

3°/ Un circuit de polarisation :

Notre discriminateur fonctionne à partir d'une tension de 30 V . Un diviseur de tension nous donne les 5 V , nécessaires au circuit intégré , et les 18 V nécessaires à l'amplificateur . L'alimentation de la base du transistor est stabilisée par une diode OA 90 (pour éviter dans une certaine mesure , toute variation du gain , de bande passante et de stabilité en fonction d'une variation éventuelle

de la tension d'alimentation .

4°/ L'amplificateur :

C'est un amplificateur ordinaire utilisant un transistor BC167B .Son seul inconvénient est la nécessité d'une polarisation de 18 V .

2) Manipulation :

Les deux méthodes utilisées sont les mêmes que celles décrites précédemment dans la platine N°1 . On a alors pu tracer la courbe de sensibilité ,et relever la courbe de réponse . (figure 4)

3) Conclusion :

On peut remarquer d'après la figure 4 que la sensibilité est meilleure que dans le détecteur de rapport .

La partie rectiligne de la courbe de réponse occupe une bande de fréquence plus large que celle du détecteur de rapport . La linéarité est elle aussi meilleure .

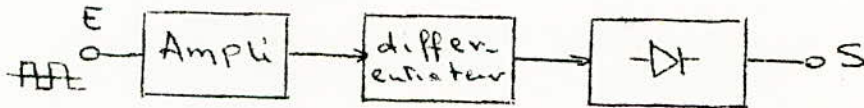
On a remarqué que la tension d'entrée , ne variait pratiquement pas avec l'excursion en fréquence ; ceci est en grande partie du à la diode OA 90 (de stabilisatio

PLATINE N° 3

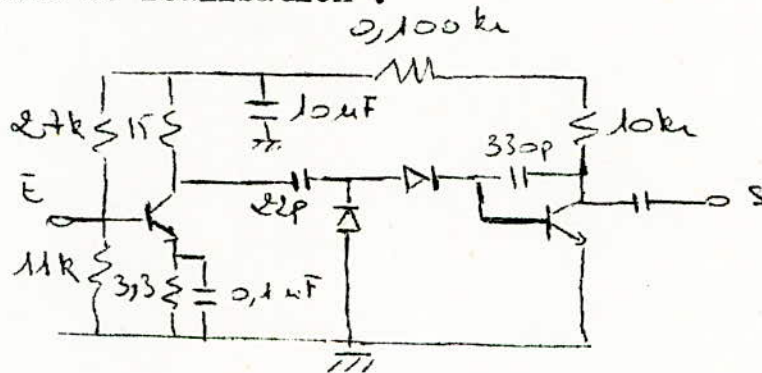
- DISCRIMINATEUR A COMPTAGE D'IMPULSION -

1°/ Schéma du montage pratique :

- schéma synoptique :



- schéma de réalisation :



2°/ Manipulation :

a) Nécessité d'un mélangeur :

Comme expliqué dans la partie théorique ,ce détecteur fonctionne à partir d'une fréquence de 200 Khz modulée F.M.

Or ,cette fréquence n'existe pratiquement sur aucun générateur . L'idée était de réaliser un filtre passif aperiodique ,faisant le mélange de deux fréquences H.F. (l'une modulée ,l'autre non) ;et d'avoir à la sortie la fréquence voulue .

Ce montage étant alors réalisé ;la fréquence mesurée à la sortie du mélangeur ,n'était pas celle escomptée , parce-que ,à la sortià du mélangeur , le fréquencemètre additionne toutes les fréquences à la sortie ,soit :

$$F_2 - F_1 + (F_2 + F_1 + 2(F_2 - F_1) + 2(F_2 + F_1) + \dots)$$

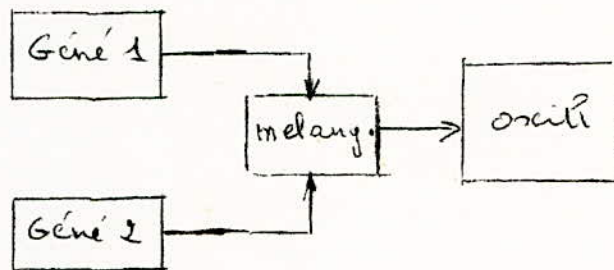
Donc pour éliminer ces fréquences nuisibles ,on a pensé à un filtre RC (parce-que ,fréquence basse) captant les 200 Khz et éliminant les harmoniques .

Mais la tension à la sortièdu mélangeur est très faible

quand elle passe dans la résistance ,elle sera encore
atténuée ,donc il faut l'amplifier ,soit ,prévoir à la
sortie du mélangeur un amplificateur ;puis placer le filtre .

Nous n'avons pu réaliser ,ni l'ampli ,ni le filtre RC
faute de temps ,mais notre mélangeur ,n'est pour ainsi pas
inutile ,puisque pouvant nous étalonner n'importe quel
générateur .

Cette manipulation nous l'avons essayée ,de la manière
suivante :



Supposant que le gén"rateur 1 ,soit calé sur la
fréquence de 10,7 Mhz , et que l'on veuille étalonner le
second générateur sur la même fréquence

Lorsque la tension à la sortie (c.à.d. ,celle recueillie
sur l'oscilloscope) est la plus faible possible , le
générateur 2est alors étalonné. On peut ainsi s'en assurer
en augmentant ,ou diminuant la fréquence du générateur 2 .

b) Le discriminateur à comptage d'impulsions :

N'ayant pas la fréquence disponible de 200 Khz
modulée F.M. ,nous n'avions pu donner le banc d'essai
nécessaire à cette manipulation .

Néanmoins ,le montage fonctionne à la fréquence de
200 Khz B.F. ,non modulée ,forcément fonctionnera en F.M.
à 200 Khz .

- C O N C L U S I O N -

On peut comparer les avantages du discriminateur de rapport ,et celui de coïncidence . Ces deux montages sont en effet très utilisés ,en particulier le premier .

Le détecteur de rapport est un démodulateur autolimiteur il semble que ce soit le plus gros avantages qui le fasse ~~présenter~~ au discriminateur de phase ,qui nécessite obligatoirement la présence d'un ou de deux étages limiteurs dans un récepteur F.M. n'ayant qu'un gain fort réduit .

Mais le facteur limiteur du discriminateur de rapport est loin d'être parfait .

Il est en effet difficile dans ce montage de disposer d'une constante de temps agissant dans tout le spectre B.F.

Une atténuation de 25 à 30 dB d'un signal modulé à 30% en A.M. ,est à peu près la limite que l'on peut obtenir .

La combinaison limiteur +discriminateur à coïncidence (tout ceci pris dans un même circuit intégré) ,est à ce point beaucoup plus efficace .

L'atténuation A.M. dans les mêmes conditions atteint facilement 40 dB avec un seul étage limiteur ,et 60 à 80 dB avec deux étages limiteurs .

Une autre supériorité réside dans le fait qu'au delà du seuil de fonctionnement des étages limiteurs ,l'amplitude n'intervient pratiquement plus dans le rapport S/B ,qui est constant .

Le détecteur de rapport a par contre un effet limiteur plus ou moins efficace ,suivant que le niveau de parasite est faible ou élevé ; dans ce cas ,on note que la gêne apportée par une perturbation modulée en en amplitude ,est proportionnelle à la tension de pointe , si la fréquence est faible ; et ,est proportionnelle à sa tension pour une fréquence élevée .

La distorsion introduite par le discriminateur à coïncidence ,est très faible ,et n'excède pas 1 à 2% ,dans les meilleures conditions .

Le discriminateur de rapport a une tension à son entrée qui n'est pas constante ;les variations d'amplitude apportent

à la caractéristique des changements sur la valeur de la pente à l'origine ,et aussi sur sa linéarité ,et ce qui est plus grave sur son centrage ,de sorte que l'on obtienne 3 à5% qui tend à croître avec l'amplitude .

Enfin ,la sensibilité des deux systèmes est comparable ,bien que la tension B.F. à la sortie du détecteur de rapport soit à $1/3$ ou à $1/2$ de celle que l'on obtienne sur un discriminateur à coïncidence ,pour une même déviation du signal ,et de même amplitude du signal .

Ces dispositifs F.M. tendent à mettre en valeur la qualité de transmission ,comparativement à celle qu'on obtient avec la M.A.

- BIBLIOGRAPHIE -

- I - Circuits couplés
- . "La modulation de fréquence" de Jean MARCUS
 - . "Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs"
de J. QUINET et A. PETITCLERC
 - . "Cours de PO14" de DESTAILLEUR (Docteur Ingénieur)
- II - Détecteur de rapport . Discriminateur Foster-Seeley
- . "Récepteurs à transistors et à circuits intégrés"
de R. BESSON
 - . "Frequency modulation receivers"
de A.B. COOK et A.A. LIFF
 - . "La modulation de fréquence"
de Victor BIGGI
- III - Discriminateurs à coincidence & à comptage d'impulsions
- . "Récepteurs à transistors et à circuits intégrés"
de R. BESSON
 - . "Traité théorique et pratique de la réception TV"
de P. MELUSSON
 - . "Guide de l'ingénieur" 1975-76
Edition RTC
 - . Revue "Haut Parleur" n°
 - . "Cours moyen de Radiotechnique"
de R. RAFFIN
- IV - Bruit en Modulation de fréquence
- . "Emission et réception des ondes hertziennes"
de Victor BIGGI
 - . "La modulation de fréquence"
de J. MARCUS
- V - Distorsion en modulation de fréquence
- . "La modulation de fréquence"
de Victor BIGGI