

UNIVERSITÉ D'ALGER

4/79

des

DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES



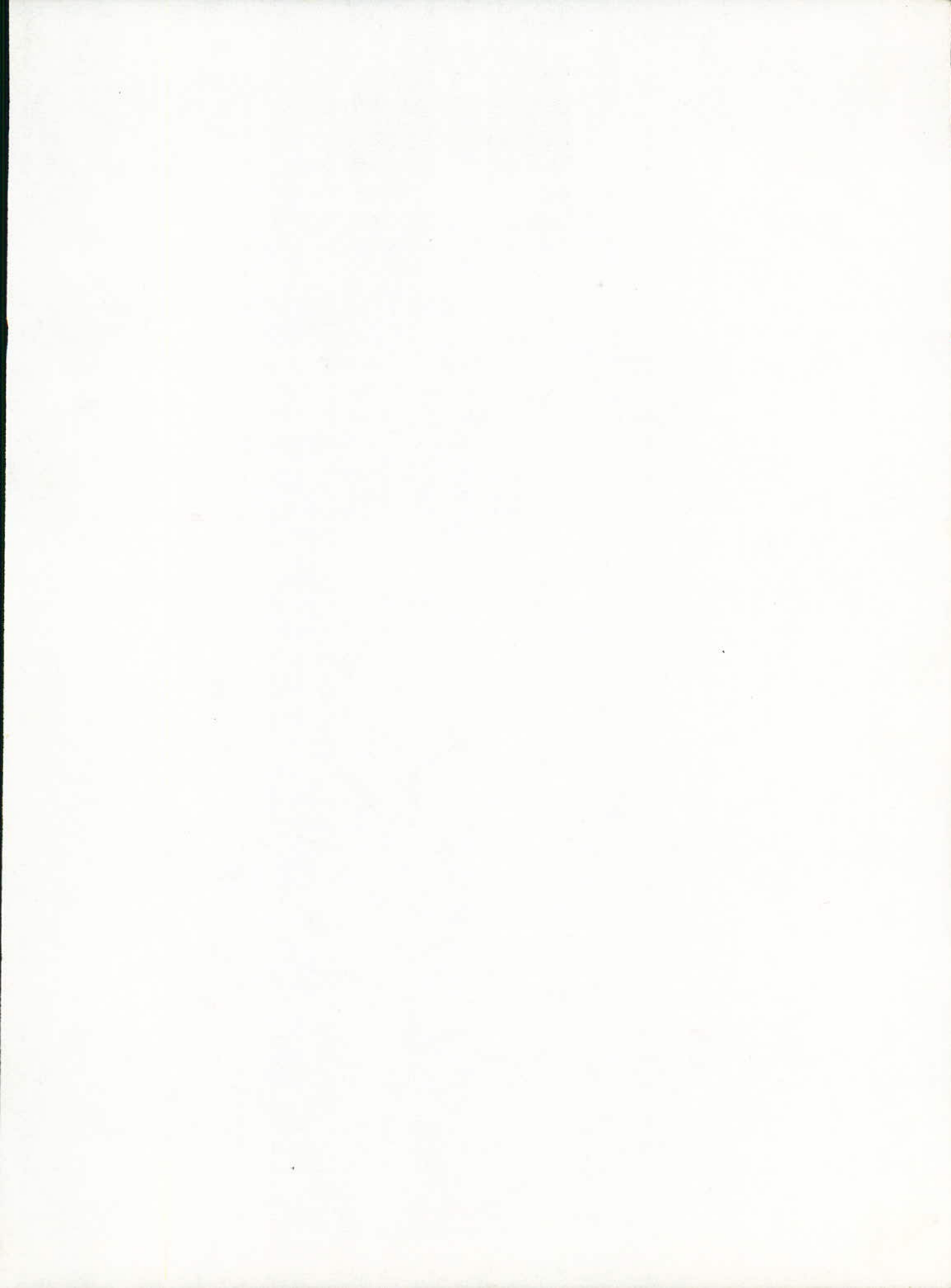
**DETECTEUR DE METAUX  
A P. L. L.**



Proposé par  
**P. SINTES**

Réalisé par  
**BOUDELLAA Tahar**  
**MEHDI Mokhtar**

Promotion Février 1979



UNIVERSITÉ D'ALGER

DEPARTEMENT ELECTRICITE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

**DETECTEUR DE METAUX**  
**A. P. L. L.**

Proposé par  
**P. SINTES**

Réalisé par  
**BOUDELLAA Tahar**  
**MEHDI Mokhtar**

Promotion Février 1979

=====

o-- REMERCIEMENTS --o

=====

Nous tenons à remercier notre promoteur et professeur  
M<sup>r</sup> P. SINTES pour sa compréhension et son appréciable  
aide tout au long de notre étude .

Nos remerciements iront aussi à Messieurs HADDADI,  
BOUSSEKSOU ainsi que tout le corps enseignant de l'école  
pour leur effort durant toute notre formation .

T. BOUDELIAA

M. MEHDI

=====  
° ---DEDICACES--- °  
=====  
° ---DEDICACES--- °  
=====

Nous dédions ce modeste essai:

-----  
A la memoire de mon pere

A ma mere

A mon grand frere ainsi que mon oncle maternel HADJ ANMAR

Et sa femme FATIMA.

A mes freres et soeurs

T. BOUDELLAA

-----  
A mon pere et ma mere

A mes freres et soeurs

A HADJ ABDALLAH

M. MEHDI

-----  
A nos amis :

Ancur Abdellatif

El Hadi

Ahmed DIK

Dahmane

Soleimane

Alilou

Ouali

Halouani

Messaoud

Abdelhay

Fouzya et Mustapha

Amar  
-----

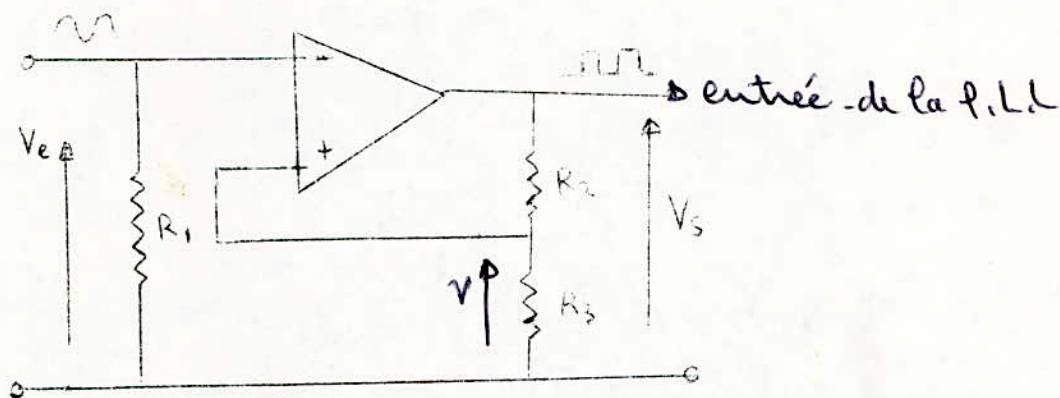
b-Etude du generateur de signaux rectangulaires:

L'oscillateur de recherche nous fournit une sinusoïde, or pour attaquer notre comparateur ( ou exclusif ) nous avons besoin de signaux rectangulaires qui seront comparés aux signaux rectangulaires aussi fournis par le V.C.O. (voltage Controlled Oscillator ).

Donc on a besoin d'un convertisseur sinusoidal - rectangulaire .

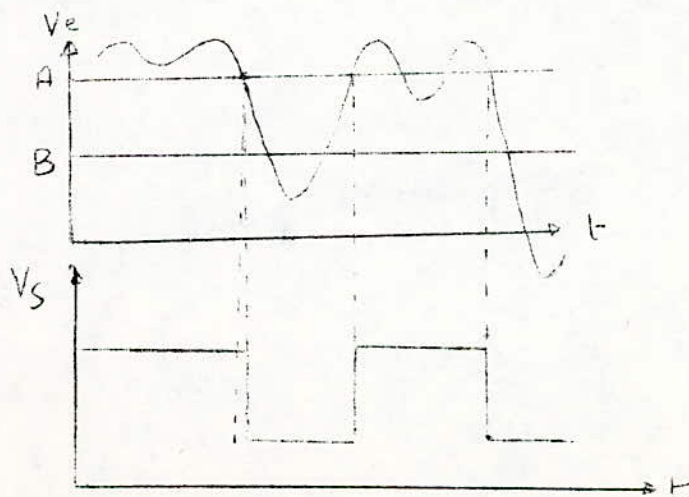
Nous allons utiliser une bascule à ampli operationnel.

Le schema d'une telle bascule est le suivant:



"Montage avec inversion."

C'est une bascule à hysteresis, Le basculement se fait en passant par un seuil A à la montée de  $V_e$  et pour un seuil  $B \neq A$  à la descente ( hysteresis ).



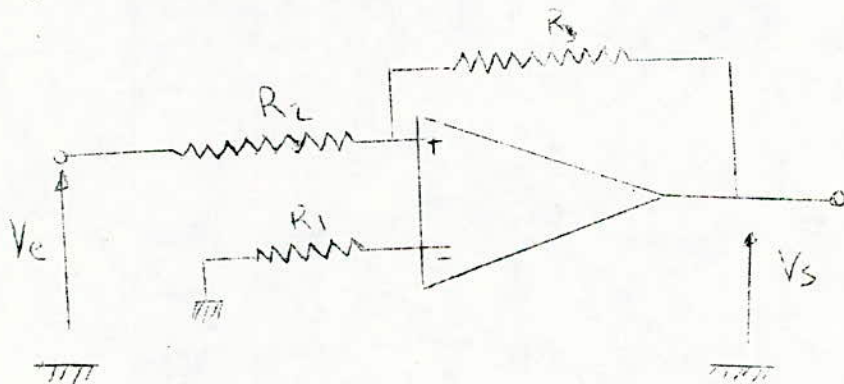
Il est à noter qu'il suffit que le signal d'entrée soit périodique pour avoir des créneaux en sortie (ce qui est très intéressant, car il importe peu que la sinusoïde fournie par l'oscillateur de tête soit perturbée ou non).

POUR UN fonctionnement normal il faut que la réaction soit suffisante si non le montage fonctionnera en amplificateur.

La réaction positive est effectuée par  $R_2$  et  $R_3$  et assure le verrouillage sur l'une des deux tensions de saturation en sortie. Si par exemple la tension sur l'entrée(+) .L'inversion donne la tension de saturation négative en sortie et un cycle inverse recommence lorsque  $V_e$  diminue.

$$V_e = V_s \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \quad \text{avec } V_s = \pm V$$

Le montage avec entrée non inversée est le suivant :



On a :  $V_e = V_s \frac{R_2}{R_3}$       seuil avec :  $V_s = \pm V$

Les seuils de basculement sont fonction de la tension de saturation de l'amplificateur opérationnel en sortie :  $\pm 14V$  pour un 741

Donc  $V_s = \pm 14V$  au basculement d'où  $V_e = \pm \frac{R_2}{R_3} V_s = \pm 14V \frac{R_2}{R_3}$

Si on a une sinusoïde à l'entrée de  $\pm 10V$  de valeur de crête on aura :

$$\pm 10V = \pm \frac{R_2}{R_3} 14 \quad \text{d'où } R_2 = R_3 \cdot \frac{10}{14}$$

On choisira par exemple:

$$R_3 = 27 \text{ kohm}$$

$$R_2 = 20 \text{ kohm}$$

Donc en sortie on aura des creneaux de :  $\pm 14 \text{ V}$

Cette tension attaque le comparateur de phase qui est un "ou ex".

Il faut tenir compte des tensions de service du comparateur et régler le niveau de la tension en conséquence.



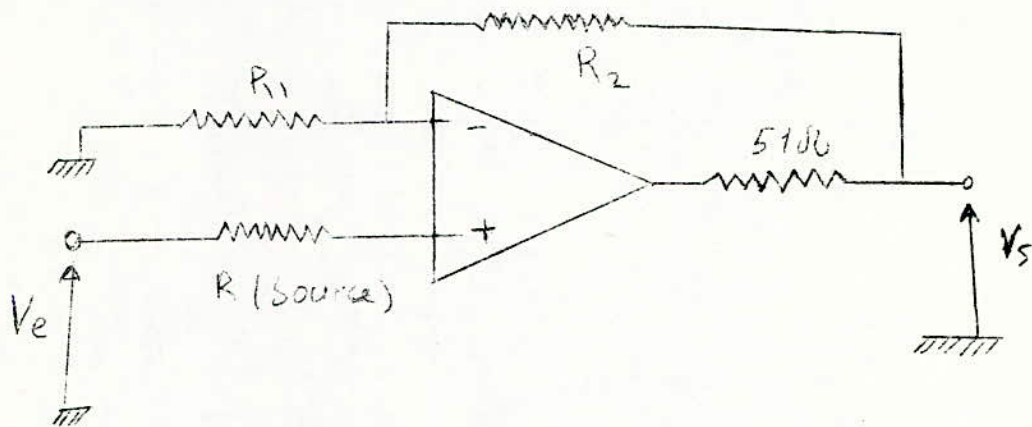
La tension de decalage entre les signaux du V.C.O. et de l'oscillateur de mesure etant fournie par le comparateur de phase est faible et ne peut attaquer directement le V.C.O. Cette tension est une BF temoignant donc de l'existence d'une masse metallique .

Elle comporte aussi un niveau contenu fonction de l'erreur due au dephasage des tensions issues du V.C.O. et de l'oscillateur de tete .

Il faut donc prevoir un ampli BF à l'entree du V.C.O.

Nous avons opté pour un ampli utilisant un amplificateur operationnel ( le 1474 par exemple ).

Le schema d'un tel ampli est le suivant :



On voit que l'ampli op. est monté en non inversion.

Le gain de cet ampli est donné par

$$G = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \approx \frac{R_2}{R_1} \quad \text{car } R_1 \ll R_2$$

La resistance  $R$  represente la resistance interne de la source.

On prendra  $R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$  ceci pour reduire la tension

de decalage d'entree et sa derive.

D

D'autre part l'impédance est réduite à une fraction d'Ohm.

L'impédance d'entrée est donnée approximativement par:

$$R_E = \frac{R_1 A}{Y_{23}(R_1 + R_2)}$$

où A est le gain de l'ampli-opérationnel en boucle ouverte

$Y_{23}$  l'admittance entre les bornes - et + de l'ampli-op.

#### CALCUL NUMERIQUE

-----

Dans la pratique on a souvent besoin d'un gain variable afin d'avoir une tension adéquate avec l'entrée de l'étage suivant qui ici le V.C.O. Pour cela et sachant que le gain de cet AMPLI est  $G = -\frac{R_2}{R_1}$  on pourra adopter pour la résistance  $R_2$  un potentiomètre qui fera varier le gain selon le besoin.

Ainsi avec  $R_1 = 20K$  et  $R_2 =$  un potentiomètre de  $100K$ , on aura un gain

$$\text{maximum } G_{\max} = \frac{100}{20} = 50$$

on aura aussi  $R = R_1 = 20K$

## a-ETUDE DE LA BOUCLE A VEROUILLAGE DE PHASE (PLL)

### 1°) INTRODUCTION

Le mot PLL vient de l'anglais "Phase-Locked-Loop". Vulgairement, une boucle de phase ressemble à une alimentation stabilisée qui au lieu de stabiliser une tension continue, stabilise des fréquences. On pourra donc l'appeler "asservissement de fréquence."

On remarque que l'appellation : boucle de phase peut prêter à confusion et on peut croire qu'il y a asservissement de phase. En vérité l'asservissement se fait simplement par comparaison de phase.

La boucle à phase asservie, n'a connu qu'un développement limité tant qu'elle a été utilisée en composantes discretes. Ceci est dû à la complexité des circuits utilisés et par conséquent la diminution de la probabilité de bon fonctionnement. D'autre part, cette complexité des circuits se répercute sur l'élévation de son prix de revient.

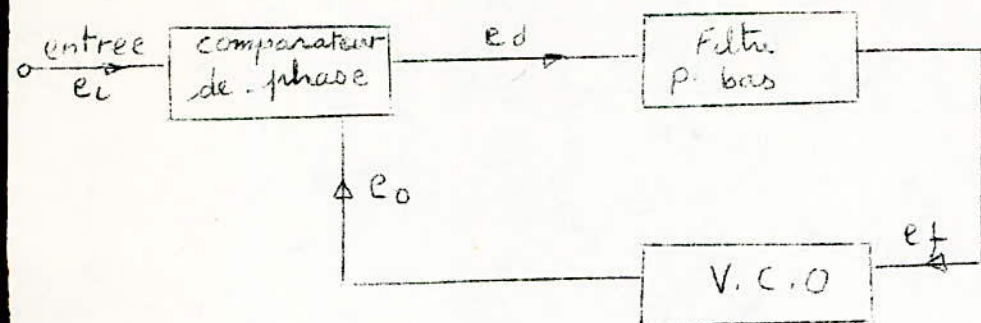
Pourtant, son intérêt est très grand : appliquée aux télécommunications ou aux dispositifs grand public, elle sert à réaliser des circuits d'accord en fréquence sans bobines, indérégables. On obtiendra ainsi des oscillations précises en fréquences et en phases.

### 2°) PRINCIPES GENERAUX

Les principes étaient connus dès 1930 (l'un des premiers articles publié sur ce thème date de 1932. Il a été écrit par H. BELLECIZE dans la revue "onde électrique" de Juin 1932).

Le schéma de base dans toute sa simplicité est représenté à la FIG.

suivante:



On voit que cette boucle comprend:

- \_\_\_ Un étage comparateur de phase,
- \_\_\_ Un filtre passe\_bas: généralement du type intégrateur-différenciateur
- \_\_\_ Un V.C.O. /c'est un oscillateur agencé de telle sorte que sa fréquence varie sous l'influence d'une tension de commande (ici  $e_f$ )

Le signal d'entrée  $e_i$  est supposé alternatif de fréquence  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$   
 Le signal de retour  $e_o$  est lui aussi supposé alternatif (du moins lors de l'étude théorique), de même fréquence  $f_0$  mais de phase différente de celle de  $e_i$ . Les amplitudes crête  $E_i$  et  $E_o$  peuvent être également différentes.

Ecrivons les expressions de  $e_i$  et de  $e_o$  :

$$e_i = \sqrt{2} E_i (\sin[\omega_0 t + \varphi_1(t)])$$

$$e_o = \sqrt{2} E_o (\sin[\omega_0 t + \varphi_2(t)])$$

Le comparateur de phase ayant les caractéristiques d'un multiplieur, on peut écrire:  $e_d = e_i e_o = 2 E_i E_o \sin(\omega_0 t + \varphi_1) \sin(\omega_0 t + \varphi_2)$

$$e_d = E_i E_o [\sin(\varphi_1(t) - \varphi_2(t)) + \sin(2\omega_0 t + \varphi_1 + \varphi_2)]$$

La composante alternative de fréquence  $2f_0$  (signal de fréquence somme des 2 fréquences incidentes, égales dans notre cas) ~~atteint l'entrée du~~ *est éliminée par le Filtre*  
 V.C.O. Passe Bas, *Alors que la composante continue (signal de fréquence différence) atteint l'entrée du V.C.O. ( $e_f$ )*

Cette tension continue apparaît comme une fonction d'écart de phase entre le signal de sortie du V.C.O. et le signal d'entrée, d'où la possi-

bilité de verrouillage de la boucle asservie en phase .

La fonction de transfert du V.C.O peut se mettre sous la forme :

$$\varphi_2'(H) = K_0 e_f$$

Introduisons la condition initiale  $e_f = 0$ ,

$$\varphi_2(H) = \int e_f(H) dt$$

Ceci montre que le V.C.O se comporte de façon analogue à un intégrateur placé dans la chaîne de retour du servomécanisme auquel peut-être assimilé le circuit P.L.L .

### 3) ETUDE DU FONCTIONNEMENT

Supposons qu'à l'instant initial la boucle n'est pas encore verrouillée mais que la fréquence du V.C.O est très voisine de la fréquence du signal d'entrée . Dans ces conditions , la tension  $e_d$  va varier à une fréquence très faible égale à la différence des fréquences de  $e_0$  et  $e_d$  .

Ce signal se retrouve sur l'entrée du V.C.O, car sa fréquence très basse lui permet de franchir le filtre passe-bas . Ceci fait varier au même rythme la fréquence du V.C.O qui, à un moment donné de son évolution , passe par la valeur de la fréquence d'entrée . La tension  $e_f$  cesse alors de varier puisque la différence des fréquences est nulle . La boucle est dès lors "verrouillée" .

Si maintenant la fréquence d'entrée vient à varier , une différence de phase  $\eta$  apparaît aussitôt , ce qui se traduit par une tension  $e_d$  délivrée par le comparateur de phase et donc par une variation de  $e_f$  amenant le V.C.O à la fréquence et la phase correctes .

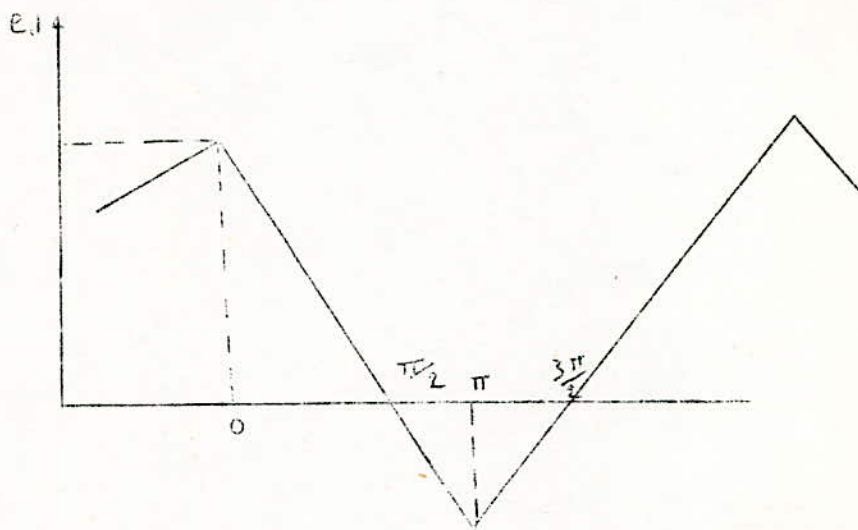
De même , si on modifie l'accord du V.C.O sa fréquence tendant à varier fait changer  $e_f$  dans le sens permettant au V.C.O de rattraper la différence de fréquence .

Ces considérations idéalisées ne sont en réalité valables que dans un certain domaine de fréquence , à l'intérieur duquel le V.C.O est capable de fonctionner . En dehors de ce domaine , le circuit P.L.L "decroche" , le verrouillage est rompu .

## PLAGE DE POURSUITE

Comme on l'a dit l'asservissement correct du signal V.C.O par le signal incident n'est possible que dans une certaine plage.

Si nous prenons pour exemple le comparateur de phase dont la caractéristique  $e_d = f(\varphi)$  est:



On voit que l'asservissement n'est possible que si l'erreur résiduelle  $\eta$  est contenu dans le domaine  $\pm \frac{\pi}{2}$ , sinon la pente de la caractéristique change de signe et la boucle "décroche".

L'erreur de phase résultant d'un changement de fréquence à l'entrée peut s'évaluer à partir du gain statique de la boucle d'asservissement comme cela se fait en théorie des servomécanismes.

La fonction de transfert du comparateur de phase pouvant s'écrire pour des amplitudes suffisantes à l'entrée:

$E_d = K_D (\varphi_1 - \varphi_2)$  où  $K_D$  est la caractéristique du comparateur de phase et celle du V.C.O :  $\varphi_2' = K_0 \cdot e_f$  où  $K_0$  caractéristique du V.C.O.

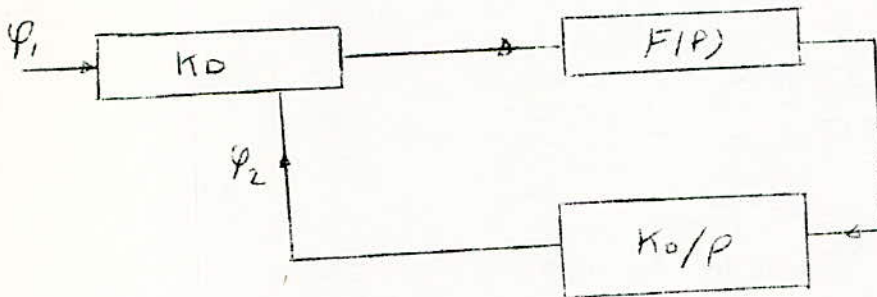
Il est possible d'appliquer la transformation de LAPLACE

$$\phi_2(p) = \frac{K_0 \cdot e}{p} \text{ d'où:}$$

$$\frac{\phi_2(p)}{\phi_1(p)} = \frac{K_0 \cdot K_D \cdot F(p)}{p + K_0 \cdot K_D \cdot F(p)} \quad \text{avec } F(p) \text{ transformée de LAPLACE de la fonction}$$

de transfert du filtre passe-bas .

La boucle sera:



$$\text{D'où: } \frac{\phi_1(p) - \phi_2(p)}{\phi_1(p)} = \frac{p}{p + K_0 \cdot K_D \cdot F(p)}$$

Appliquons le théorème de la valeur finale :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_1(t) - \phi_2(t) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p^2 \phi_1(p)}{p + K_0 \cdot K_D \cdot F(p)}$$

Si maintenant on applique un échelon de phase  $\Delta\phi_1$  à l'entrée, sa transformée de LAPLACE s'écrit  $\phi_1(p) = \frac{\Delta\phi_1}{p}$  ce qui conduit à:

$$\phi_2(p) = \phi_1(p) - \phi_2(p) \quad ; \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \phi_e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p \Delta\phi_1}{p + K_0 \cdot K_D \cdot F(p)} = 0$$

Ce résultat signifie que le système asservi constitué par le circuit P.L.L est capable de suivre les fluctuations de la phase d'entrée, sans aucune erreur statique.

Considérons maintenant un échelon de fréquence à l'entrée  $\Delta\omega$ , la phase d'entrée va suivre une rampe donnée par :  $\phi_1(p) = \frac{\Delta\omega}{p^2}$

Ainsi nous aurons :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_e(t) = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega}{p + K_0 \cdot K_D \cdot F(p)} = \frac{\Delta\omega}{K_0 \cdot K_D \cdot F(0)}$$

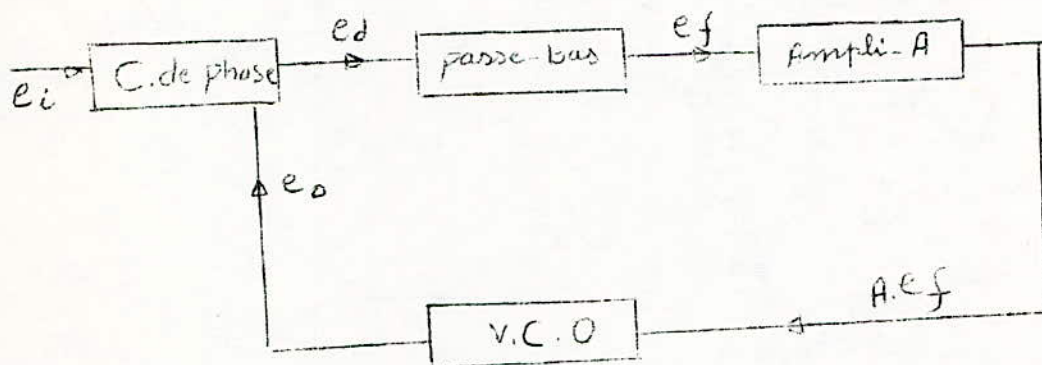
Cela signifie que, dans ce cas, l'erreur de phase dépend de l'importance de l'échelon de fréquence et du gain statique  $K_0 \cdot K_D$ .

On remarque que la dimension de ce gain statique (appelé gain en continu) est  $\frac{1}{\text{sec}}$  puisque  $K_0$  s'exprime en rd/s/v et  $K_D$  en v/rd. Donc il a la dimension d'une fréquence.

On découvre ici la nécessité d'adapter  $K_0$  et  $K_D$  aux performances souhaitées pour le montage en matière de poursuite.

Dans les réalisations pratiques on dispose souvent un amplificateur basse fréquence après le filtre passe-bas afin d'amplifier  $e_f$  qui peut être dans certain cas très faible et insuffisant pour attaquer le V.C.O.

Le schéma de la boucle devient:



Dans ces conditions on fait introduire le gain A de l'ampli dans les résultats précédents.

Le gain en continu sera donc :  $A \cdot K_0 \cdot K_D \cdot F(0)$

Conclusion:

La plage de fréquence maximale  $(\Delta F_i)_{\max}$  à l'intérieur de laquelle toute variation de fréquence du signal incident est fidèlement saisie et reproduite par le signal du V.C.O. est donnée par la relation :

$$(\Delta F_i)_{\max} = A \cdot K_0 \cdot K_D \cdot F(0)$$

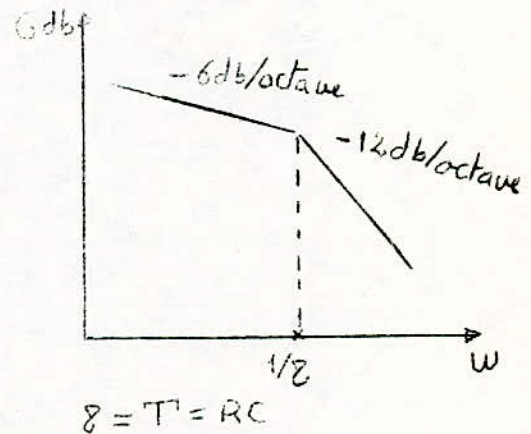
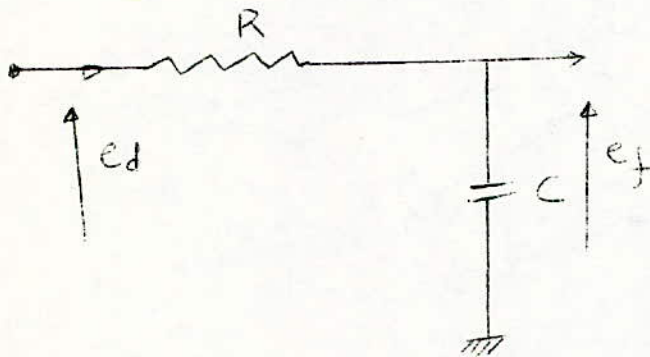
Cette étendue de fréquence porte le nom de "plage de poursuite" ou "plage de verrouillage" ("lock-in-range").



#### 4°) ROLE ET ETUDE DU FILTRE PASSE-BAS.

L'étude des performances statiques ne suffit pas pour optimiser un montage à circuit P.L.L. Les réponses transitoires sont aussi importantes à considérer. Ces réponses en régime transitoire dépendent du choix des composants du filtre passe-bas reliant le comparateur de phase au V.C.O.

En pratique, un simple circuit R C sert à donner une bande de fréquence étroite autour d'une fréquence centrale parfaitement définie, alors qu'un simple condensateur suffit pour les applications à large bande. La fonction de transfert d'un tel filtre s'écrit :



$$\frac{e_f}{e_d} = \frac{I}{I + RCp} = \frac{I}{I + Tp} \quad \text{avec } T = R.C$$

Ceci conduit à :

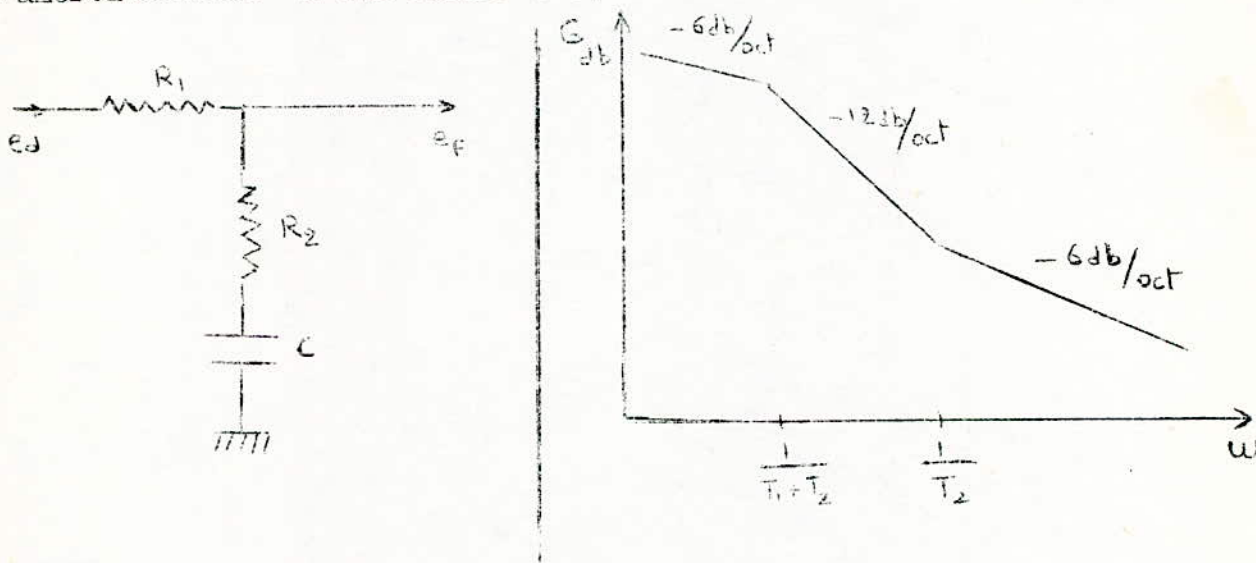
$$\frac{\varphi_r(p)}{\varphi_i(p)} = \frac{K_0 \cdot K_D / T}{p^2 + p/T + K_0 \cdot K_D / T}$$

On peut comme d'habitude définir un facteur d'amortissement  $\xi$  et la fréquence propre  $f_n$  on a :

$$\xi = \sqrt{\frac{1}{2RC K_0 K_D}} \quad ; \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_D}{RC}}$$

On voit à travers ces résultats que l'amortissement diminue quand RC ou  $K_0 K_D$  augmente donc par la même la stabilité de la boucle.

On voit donc la nécessité d'un filtre plus élaboré. Ceci nous permettra de pouvoir ajuster séparément la largeur de bande, le gain statique et l'amortissement. Un tel filtre est :



La fonction de transfert de ce nouveau filtre est :

$$\frac{e_d}{e_f} = \frac{T_2 P + 1}{P(T_1 + T_2)}$$

Par conséquent la fonction de transfert de la boucle sera :

$$\frac{\Phi_2(P)}{\Phi_1(P)} = \frac{K_0 K_D (T_2 P + 1)(T_1 + T_2)}{P^2 + P(1 + K_0 K_D T_2)(T_1 + T_2) + K_0 K_D / (T_1 + T_2)}$$

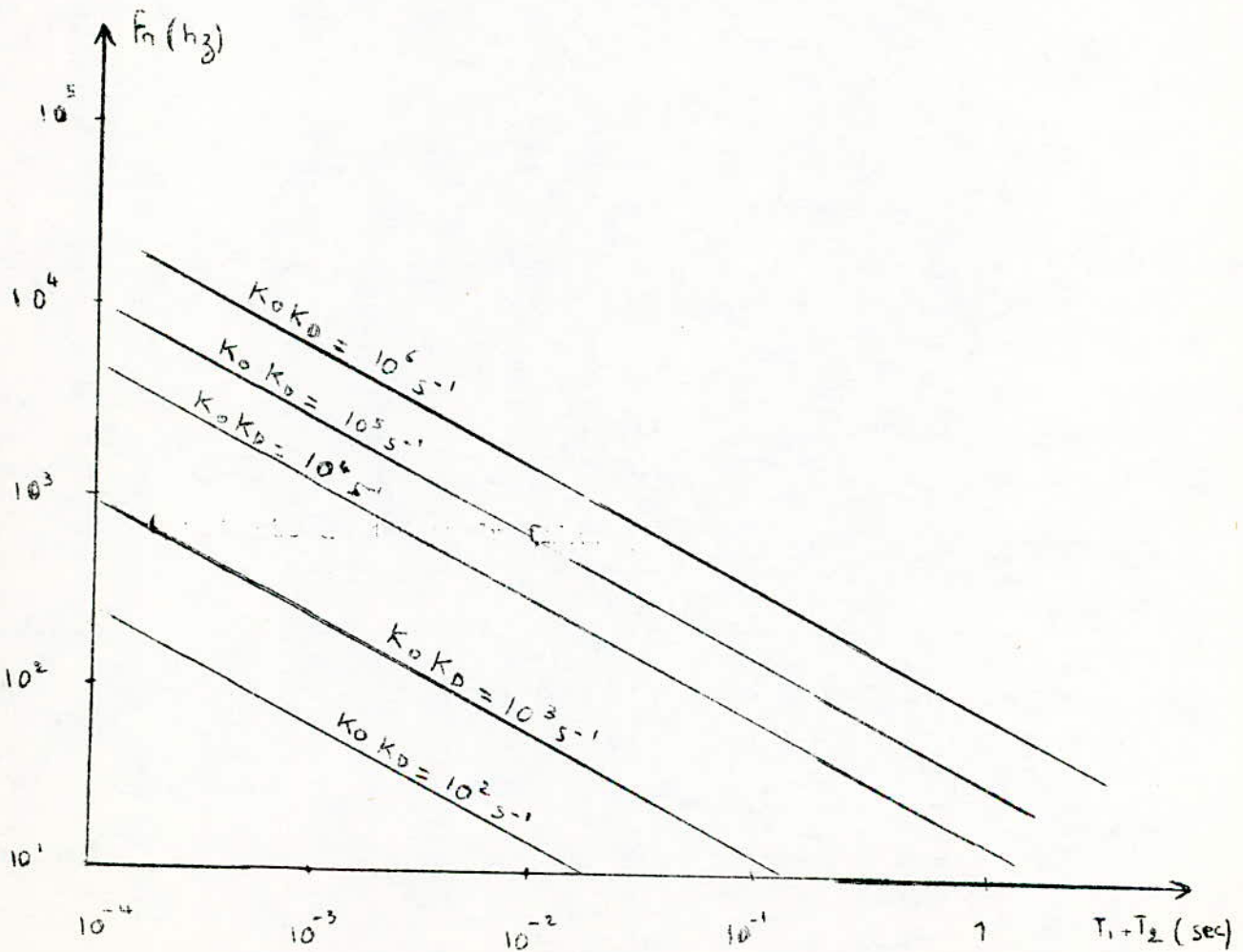
La fréquence propre de la boucle deviendra :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_D}{T_1 + T_2}} \quad \text{Soit: } f_n = \sqrt{\frac{K_0 K_D}{\frac{T_1 + T_2}{2\pi}}}$$

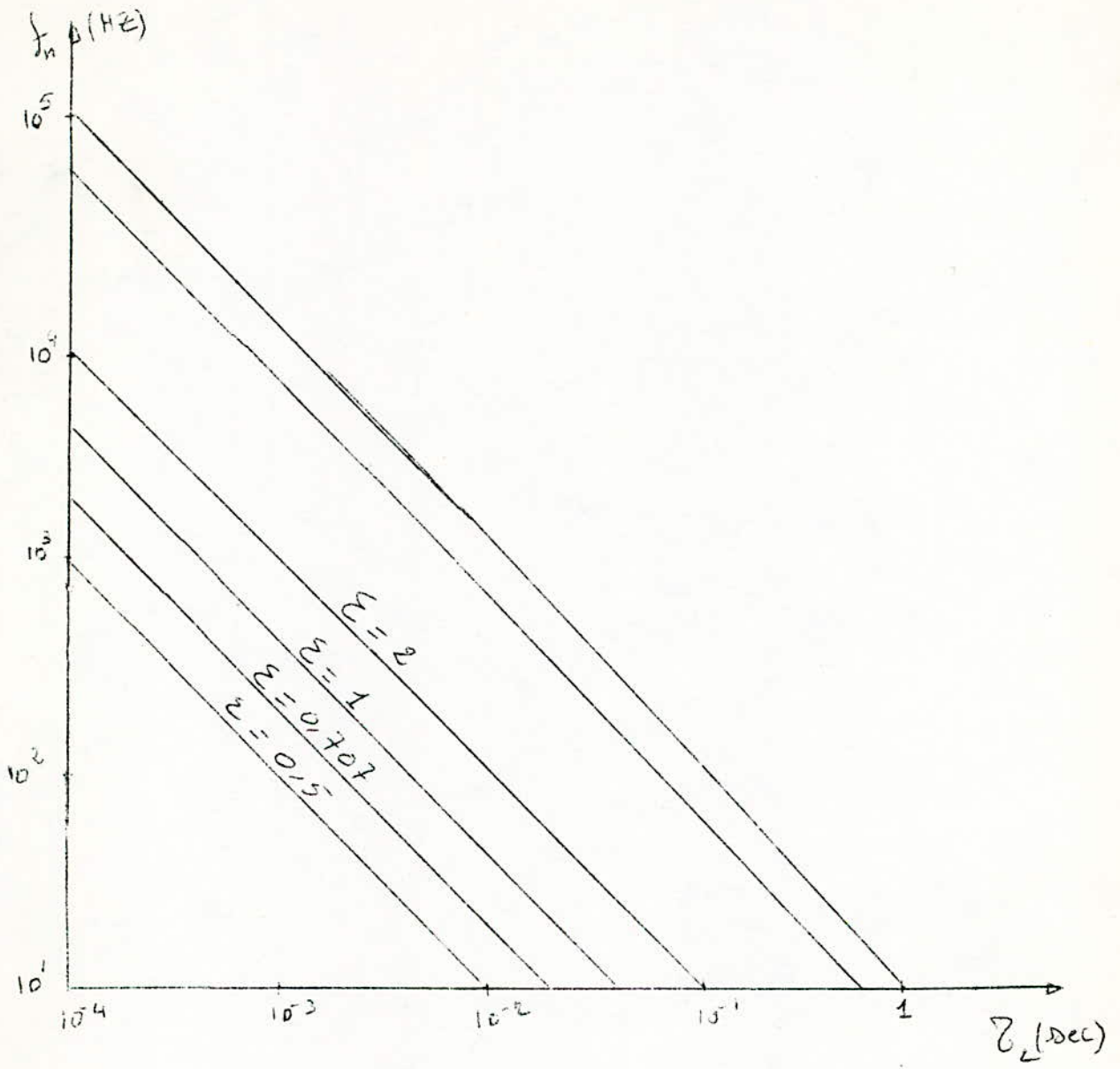
Le facteur d'amortissement vaut:

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_0 K_D}{T_1 + T_2}} \left( T_2 + \frac{1}{K_0 K_D} \right) \approx \frac{T_2 \omega_n}{2}$$

En pratique, si l'on fixe une valeur de gain statique  $K_0 K_D$ , on peut choisir la fréquence propre du montage en ajustant seulement  $T_1$ , car  $T_2$  est généralement très faible devant  $T_1$ . Ceci dit l'amortissement étant fonction seulement de  $T_2$  donc on peut ajuster l'amortissement de façon indépendante. Les courbes suivantes peuvent être utilisées pour la détermination pratique des différents paramètres d'un circuit P.L.L.



Constantes de temps du filtre ( $T_1 + T_2$ ).



(Constante de temps d'amortissement)

## 5°) OPTIMALISATION DES PARAMETRES D'UN CIRCUIT P.L.L.

Comme on l'a vu lors de l'elaboration d'un circuit P.L.L il faut tenir compte de deux points essentiels, à savoir le choix du gain statique et de la frequence de coupure.

### 5.1) Choix du gain statique:

Il a été établi plus haut que le gain statique joue sur l'erreur de phase existant entre le signal d'entree et celui fourni par le V.C.O; ceci pour une variation donnée de la frequence d'entree. Ce gain fixe également les possibilités de poursuite de la boucle d'asservissement, sauf entree en saturation d'un des composants du montage.

En effet, le verrouillage de la boucle demeurera assuré tant que le dephasage entre l'entrée et le V.C.O n'excedera pas :  $\pm \frac{\pi}{2}$

La variation de la frequence d'entrée pourra être plus grande sans pour cela que l'erreur de phase ne depasse:  $\pm 90^\circ$

### 5.2) Choix de la frequence propre:

La largeur de bande du systeme est fixée par les elements constitutifs ( $R_1, R_2, C$ ) du filtre passe-bas ainsi que par le gain statique, déjà imposé d'apres les considerations precedentes.

La determination de la bande passante de la boucle peut dependre de differents facteurs, à savoir, la largeur de bande de bruit, les taux de modulation dans la detection F.M., les caracteristiques de capture et de poursuite. Notons l'existence d'un compromis quant au choix d'une bande passante large ou étroite.

En effet, la bande doit être aussi étroite que possible afin de minimiser les glissements de phase en sortie dues au bruit de fond.

La bande doit être étendue pour s'assurer les meilleures performances de capture et de poursuite.

que l

Dans notre cas la boucle étant utilisée en détecteur FM on interet à ce que la bande soit assez large pour permettre de détecter les plus larges excursions de la fréquence d'entrée.

On a vu qu'en pratique les écarts de fréquence sont de l'ordre de:  $\frac{1}{1000}$  à  $\frac{1}{10.000}$  soit une largeur de:  $200.000 \cdot \frac{1}{1000} = 200 \text{ Hz}$ .

Donc les éléments  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C$ , seront calculés de sorte que même les points de modulation "passant" afin d'éviter que la boucle "détroche".

Par exemple pour  $R_1 = R_2$  et  $F = 500 \text{ Hz}$  on tire:

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{2}} = \frac{0,11}{RC}$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

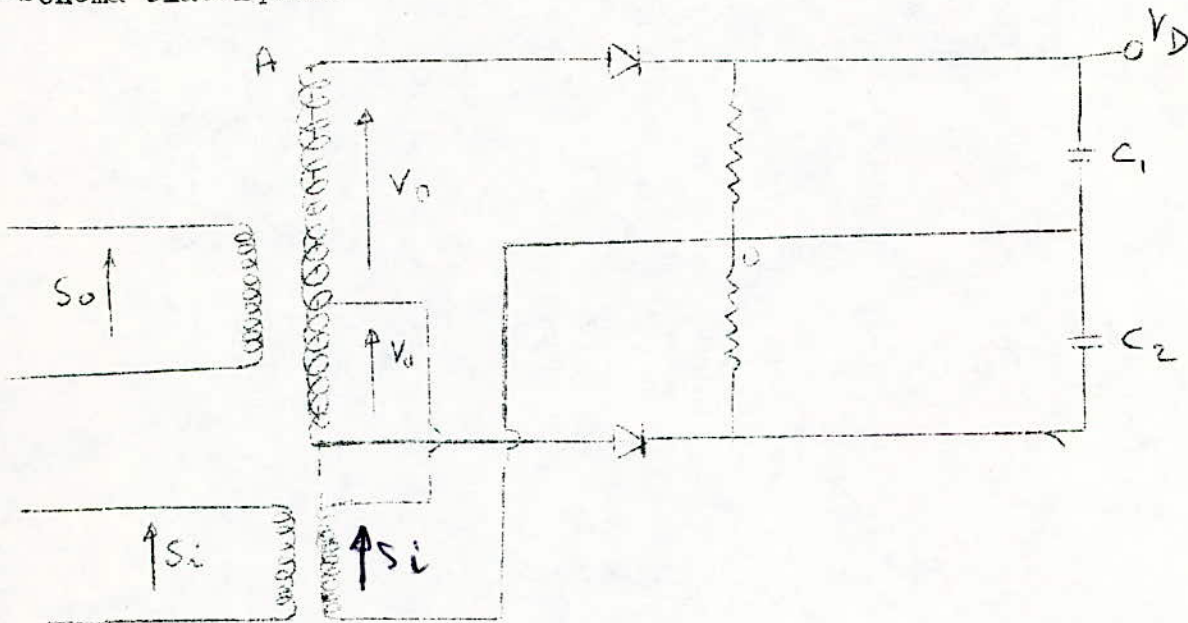
$$C = 22 \text{ nF}$$

6°) COMPARATEUR DE PHASE:

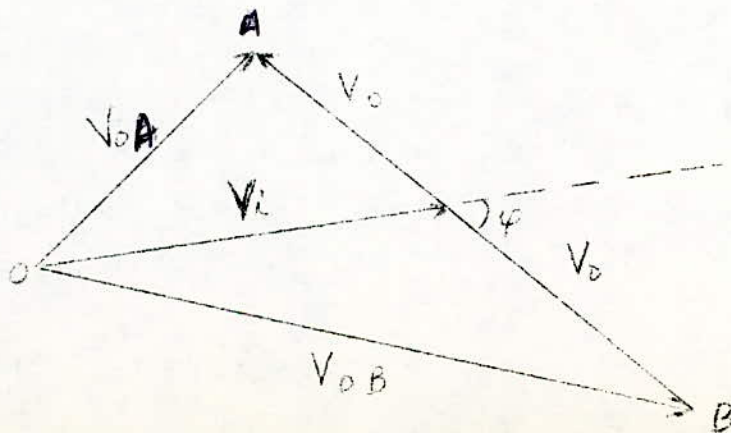
Dans la P.L.L on a besoin d'un comparateur de phase pour comparer les phases ( donc les frequences ) du signal incident venant de l'oscillateur soumis aux perturbations de l'environnement et du signal fourni par le V.C.O. Le comparateur nous donnera donc un signal fonction de l'ecart existant entre les deux signaux ( écart en frequence).

Etudions donc certains comparateurs de phases.

⚡- Schéma classiques:



Nous avons:



Utilisons ce schéma vectoriel pour calculer  $V_{OA}$  et  $V_{OB}$  nous avons:

$$\begin{aligned} |V_{OA}|^2 &= (V_i)^2 + (V_o)^2 + 2V_o V_i \cos\varphi \\ &= V_i^2 \left[ 1 + \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \right] \left[ 1 + \frac{2V_o \cos\varphi}{V_i} \left( \frac{1}{1 + \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2} \right) \right] \end{aligned}$$

Généralement un signal est faible par rapport à l'autre soit par exemple:

$$V_o \ll V_i$$

Nous avons en approximant:

$$V_{OA} = V_i \left[ 1 + \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} + \frac{V_o \cos\varphi}{\left[ 1 + \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

La tension continue aux bornes de la capacité  $C_I$  est proportionnelle à cette valeur.

Nous faisons le même calcul pour la tension  $V_{OB}$ .

Nous avons donc :

$$\begin{aligned} |V_{OB}|^2 &= (V_i)^2 + (V_o)^2 - 2V_o V_i \cos\varphi \\ &= (V_i)^2 \left[ 1 + \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \right] \left[ 1 - \frac{2V_o \cos\varphi}{V_i} \left( \frac{1}{1 + \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2} \right) \right] \end{aligned}$$

Avec la même hypothèse soit:  $V_o \ll V_i$  Nous obtenons:

$$V_{OB} = V_i \left[ 1 + \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} - \frac{V_o \cos\varphi}{\left[ 1 + \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

Le signal de sortie  $V_s$  délivré par le comparateur de phase est proportionnel à la différence:  $V_{OA} - V_{OB}$

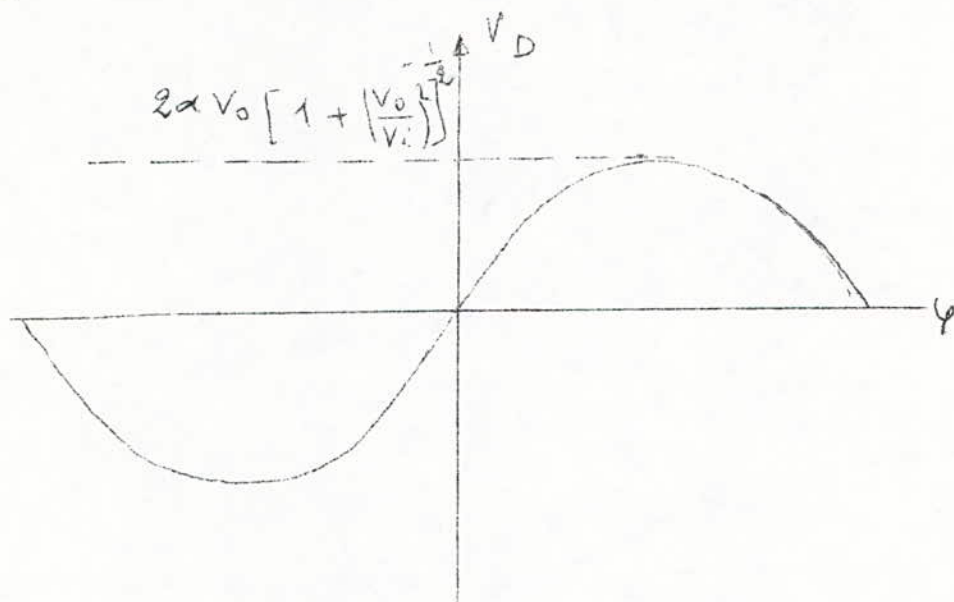
$$V_D = \alpha (V_{OA} - V_{OB}) = \frac{\alpha \cdot 2V_o \cos\varphi}{\left[ 1 + \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

Donc on voit que le signal de sortie est proportionnel au cosinus de l'angle fait par  $S_o$  et  $S_i$  donc au déphasage entre les deux signaux



$V_D$  est nul pour:  $\varphi = \varphi_1 = \frac{\pi}{2}$ , et  $\varphi = \varphi_2 = \frac{3\pi}{2}$

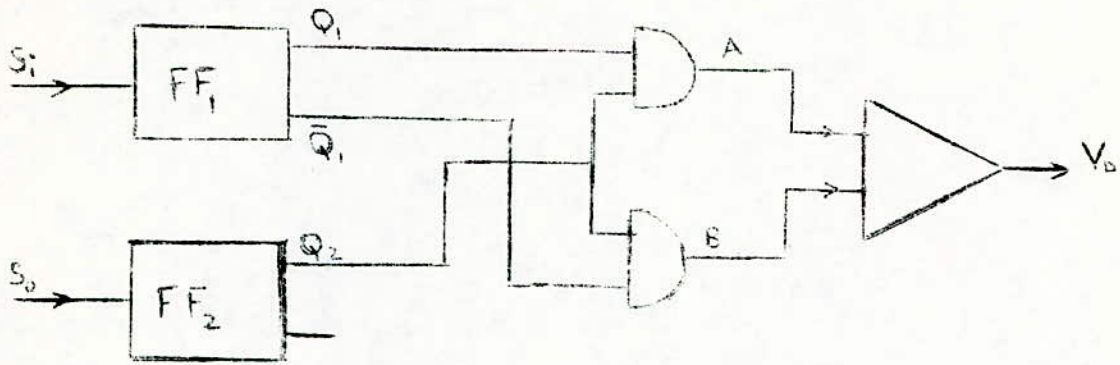
Dans notre cas le déphasage reste faible car la variation de fréquence correspondante est faible.



- DISCRIMINATEUR DE PHASE A CIRCUIT LOGIQUE

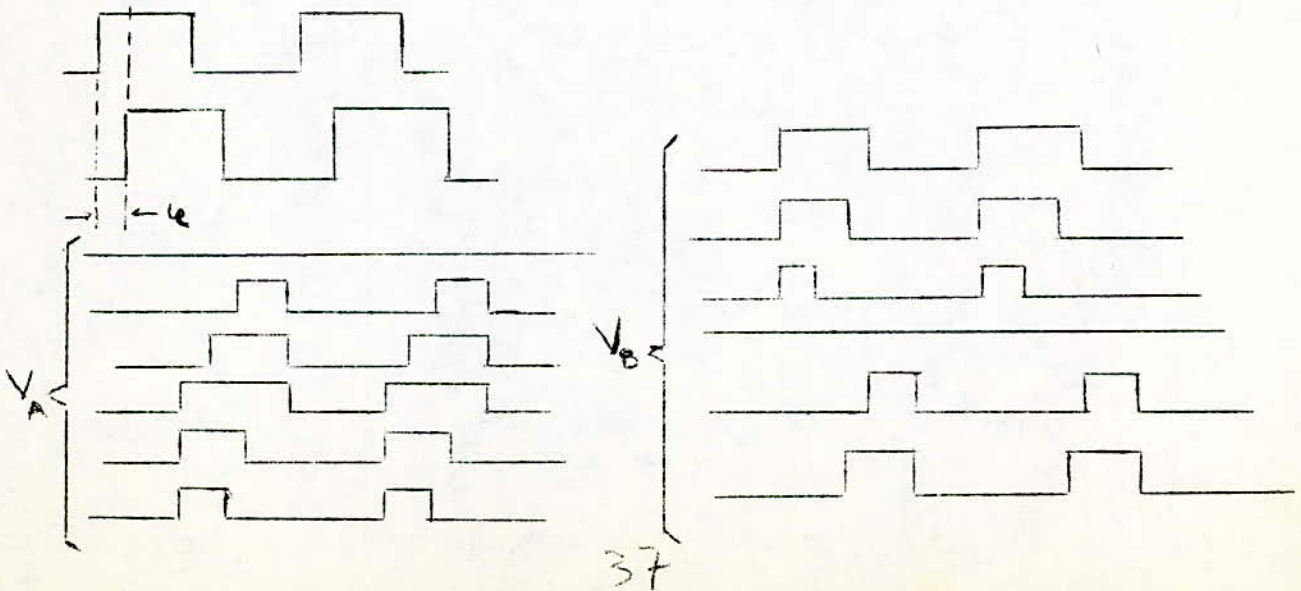
A titre d'exemple nous citerons l'existence de comparateur de phases utilisant des circuits logiques .

Le schéma de principe d'un tel discriminateur est le suivant:

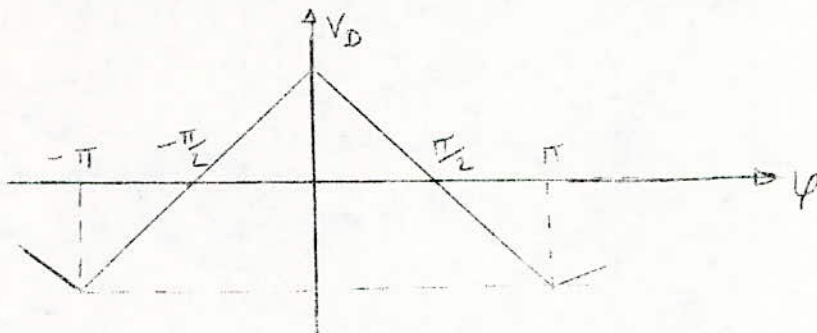


Les signaux, dont il s'agit de comparer les phases, sont  $S_i$  et  $S_o$ , supposés de type rectangulaires .Ils sont appliqués aux entrées de deux bascules  $FF_1$  et  $FF_2$  . Les sorties  $Q_1$  et  $Q_2$  aboutissent à une première porte ET , les sorties  $\bar{Q}_1$  et  $Q_2$  à une deuxième porte ET .

A la sortie de ces portes , aux points A et B on obtient des signaux dont les chronogrammes sont ceux indiqués par  $V_A$  et  $V_B$  en fonction du déphasage  $\phi$  entre  $S_o$  et  $S_i$  :



Les signaux  $V_A$  et  $V_B$  passent par des circuits intégrateurs ( filtre RC passe bas) non représenté sur le schéma); Les signaux obtenus sont ensuite appliqués aux entrées d'un amplificateur différentiel qui délivre à sa sortie un signal  $V_D$  de forme triangulaire:



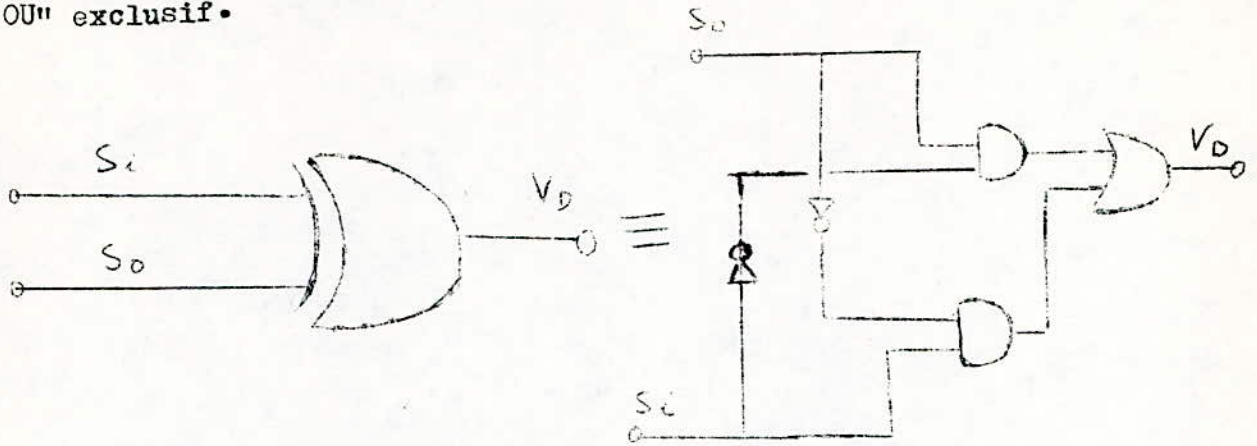
Le fonctionnement se fera autour des points  $\pm \frac{\pi}{2}$  de  $\bullet$  en posant

$$\varphi = -\frac{\pi}{2} + \eta$$

on aura  $V_D \approx = K_D \eta$

B. COMPAREUR DE PHASE ET FREQUENCE:

Le plus simple des comparateurs de phase et fréquence est une porte "OU" exclusif.

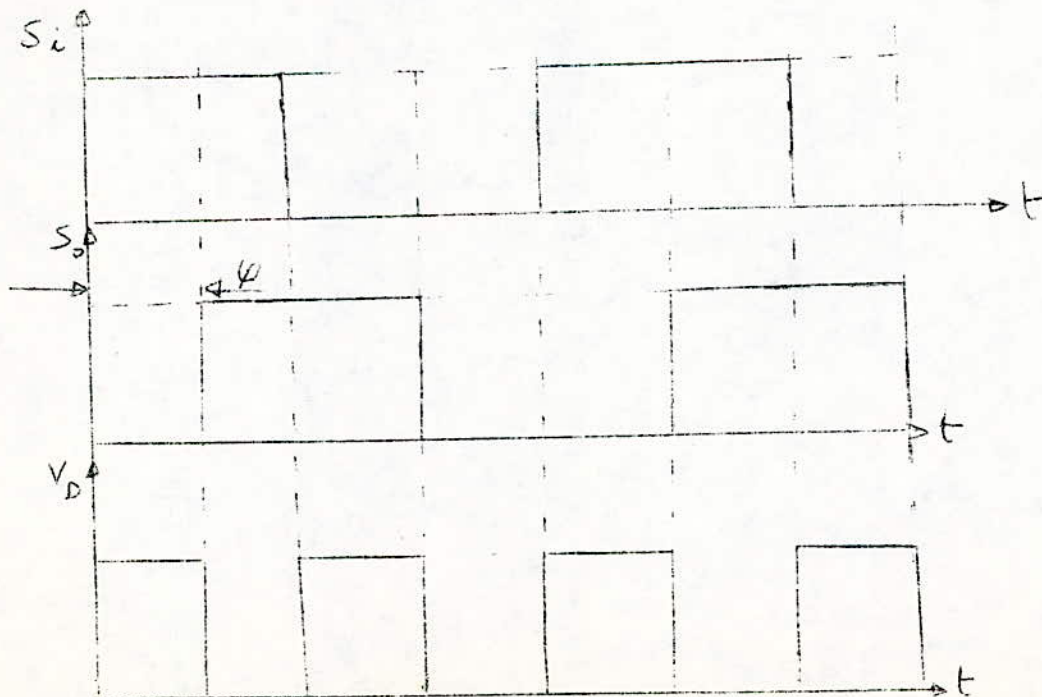


$$V_D = S_0 \bar{S}_i + \bar{S}_0 S_i$$

La porte "OU ex" fonctionne en numérique et fournit des impulsions directement liées à la différence de phase et de fréquence des signaux  $S_i$  et  $S_o$ .

Tension continue de correction appliquée aux V.C.O sera proportionnelle à l'aire des impulsions fournies en sortie.

Voyons un exemple:

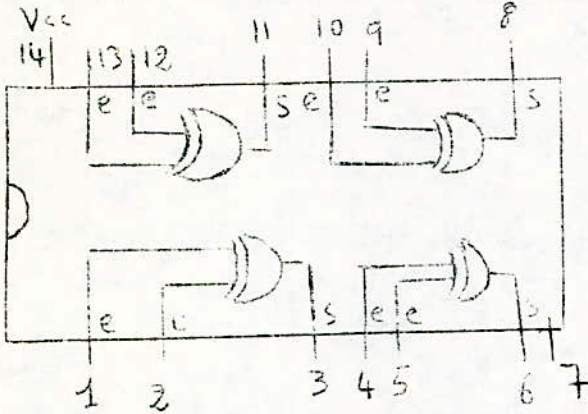


On voit pour cet exemple que la fréquence du signal~~x~~ de sortie c'est à dire  $V_D$  varie en fonction du déphasage ce qui montre bien le fonctionnement en comparateur du " OU EX".

D'autre part la réalisation d'un tel comparateur est très aisée vu qu'il existe des portes " OUex " réalisé en un seul boîtier ou même réalisée avec des portes "ET" et "OU" elle se présente~~x~~ de façon abordable.

8 - Etude D'un Comparateur SN7486:

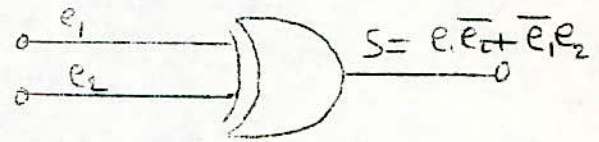
Le type de comparateur utilisé ( mis à notre disposition ) est le SN7486 dont le schema de principe est le suivant:



SN7486 TEXAS-INSTRUMENT

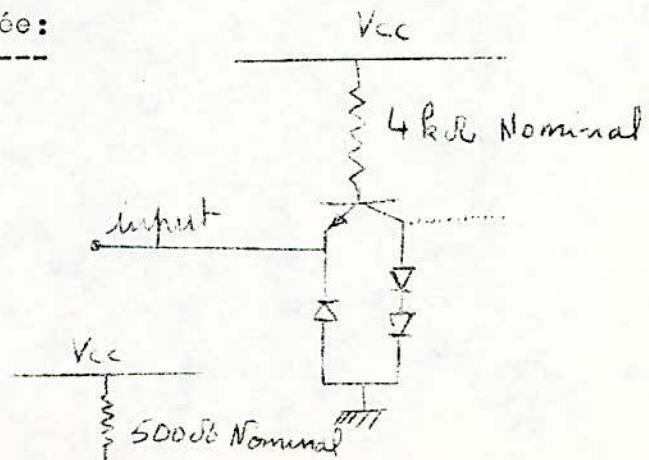
Dissipation de sortie: 150 mW

$e_1$	$e_2$	$s$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

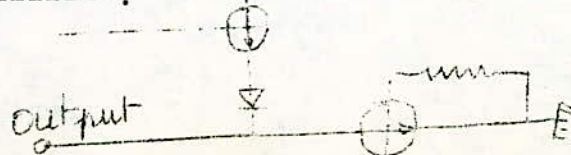


Le constructeur nous présente les caractéristiques suivantes pour le SN7486 :

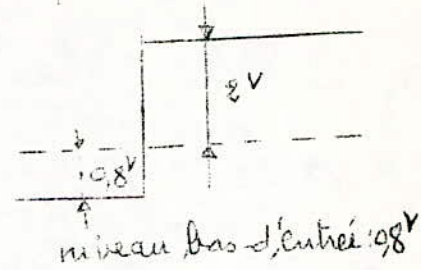
1°) L'équivalent de chaque entrée:



2°) Type de chaque sortie:



	Min	Nominal	Max
Vcc	4,75 V	5 V	5,25 V



TENSION d'entrée de blocage: -1,5 V

Le niveau haut de tension de sortie:

$$V_{ccmin} = V_{cmin}$$

$$V_{IH} \neq 2 V$$

La condition de fonctionnement recommandée:

Vcc	Min	Nominal	Max
Niveau haut de courant de sortie I <sub>oh</sub>			- 800 μA
" bas " " " " " I <sub>ol</sub>			16 mA
Operating free air T <sub>A</sub>			70°C
Niveau haut de la tension de sortie V <sub>oh</sub>	2,4V	3,4V	
" " bas " " " " " V <sub>ol</sub>		0,2V	0,4V
Le courant d'entrée at V <sub>inmax</sub> : I <sub>i</sub>			1 mA
LE Niveau haut de courant d'entrée I <sub>ih</sub>			40
" " bas " " " " " I <sub>il</sub>			-1,6 mA
SHORT circuit out put curent I <sub>os</sub>	-18 mA		-55 mA
Courant d'alimentation I <sub>cc</sub>		30 mA	50 mA

TEST CONDITIONS:

V<sub>ccMin</sub>:

$$I_i = -8 \text{ mA}$$

$$V_{ih} = 2V ; V_{il} = 0,8V ; I_{oh} = -800$$

$$V_{ih} = 2V ; V_{il} = 0,8V ; I_{ol} = 16 \text{ mA}$$

$$V_{ccMax} : V_I = 5,5V ; V_I = 2,4V ; V_I = 0,4V$$

## 7° ) V.C.O.

On appelle V.C.O. (Voltage , Controlled, Oscillateur ) en anglais , un oscillateur dont la fréquence d'oscillation varie en fonction d'une tension de commande . Donc un V.C.O n'est autre qu' un oscillateur possédant sa fréquence propre  $F_0$  agencé de telle manière qu'en présence d'un signal de commande sa fréquence varie autour de  $F_0$ .

L'excursion en fréquence est proportionnelle à la tension de commande .

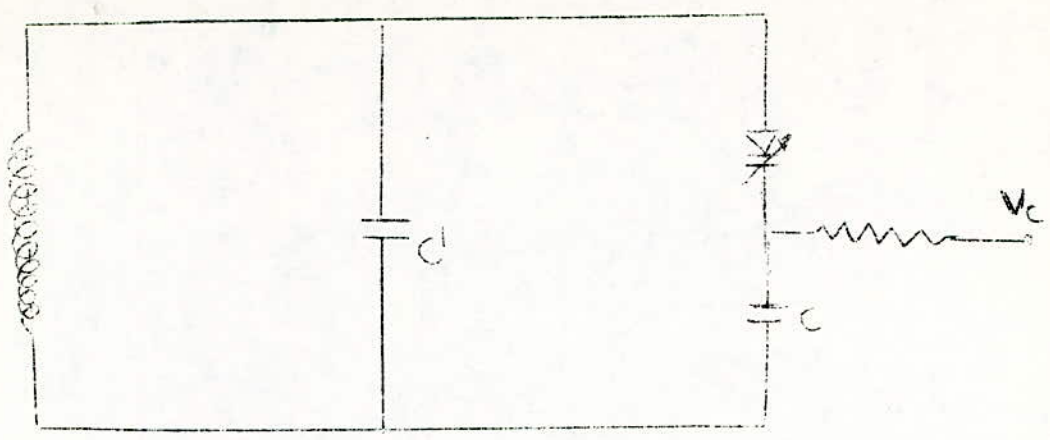
Ce genre d'oscillation est très utilisés en électronique notamment dans synthétiseurs de fréquence .

Il existe plusieurs types de V.C.O. , ceux donnant des signaux sinusoidaux , et ceux fonctionnant en signaux rectangulaires .

Nous allons en étudier quelques uns et choisissant un montage pour la réalisation pratique tenant compte des performances exigées du matériel existant .



7°-I) SCHEMA DE PRINCIPE D'UN V.C.O. TYPE SINUSOIDAL:



C'est un oscillateur du type sinusoidal dont la fréquence est définie par les éléments L et C du circuit accordé.

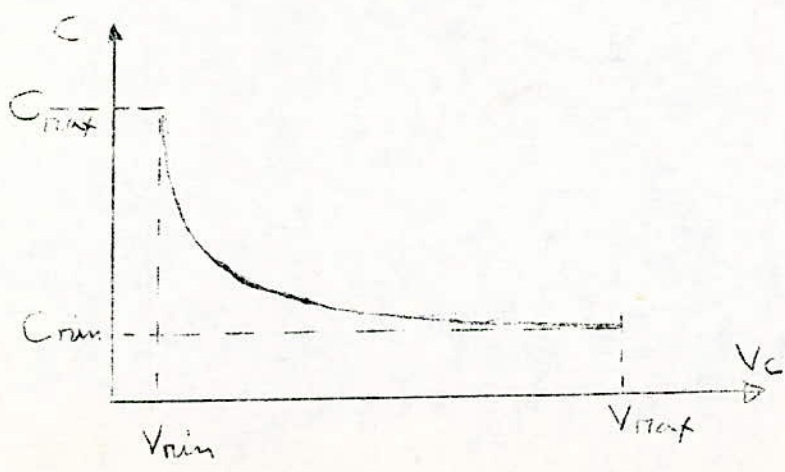
On voit qu'une partie de la capacité est réalisée sous forme d'une <sup>Varicap</sup> ~~Varicape~~

On sait qu'une diode varicap possède une capacité qui varie avec la tension placée à ses bornes.

Le schéma équivalent du varicap est le suivant:



L'allure de la courbe  $C=f(V)$  est hyperbolique:



La tension  $V_c$  est la polarisation de la diode. Si nous rendons cette

tension variable  $V_c = V_{c0} + \Delta V_c$  ou  $V_{c0}$  est la polarisation au repos  
(Fixe) de la diode, sa capacité  $C$  est de la forme:  $C = \frac{a}{(V_c)^2}$

où "a" est une constante.

De même:  $C_0 = \frac{a}{(V_{c0})^2}$  capacité au repos.

on tire donc:  $C = C_0 \frac{(V_{c0})^2}{V_c^2} = C_0 \frac{(V_{c0})^2}{(V_{c0} + \Delta V_c)^2} = C_0 \frac{(V_{c0})^2}{V_{c0}^2}$

$C = C_0 \left(1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c0}}\right)^{-2}$  d'où la fréquence

d'oscillation:  $F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  devient:  $F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} \left[1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c0}}\right]$  en posant:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} \Rightarrow \boxed{F = F_0 \left(1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c0}}\right)}$$

La fréquence  $F_0$  est la fréquence  $F_0$  EST LA FREQUENCE au repos c'est à di-

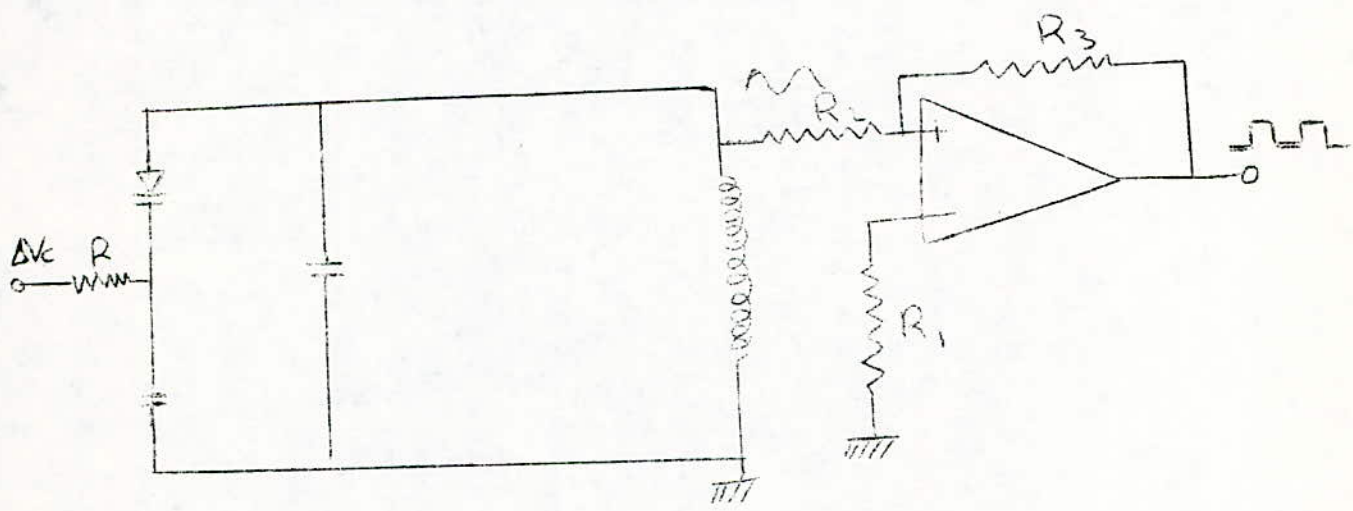
-re lorsqu'il n'ya pas de tension de commande c'est la fréquence propre du  
V2C202 D'autre part on voit que la variation de la fréquence  $F$  est li-  
néaire autour de  $F_0$  en fonction de la tension de commande.

POUR pouvoir utiliser ce type de V.C.O. dans notre montage on doit transformer la sinusoïde de sortie en créneaux . EN effet le V.C.O. attaque le comparateur de phase qui est un "OU EX" et qui travaille avec des signaux rectangulaires .

Pour cela et pour une simplification du travail on utilisera le même montage qui est utilisé pour la mise en forme des signaux sinusoidaux issus de l'oscillateur de tête .

Ce montage de mise en forme est réalisé avec un ampli operationnel (voir l'etude plus loin) .

Le schéma global de notre V.C.O. sera par conséquent :



CALCUL des caractéristiques :

on a vu que :  $F = F_0 \left( 1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c_0}} \right)$  où  $\Delta V_c$  est la tension

de commande ;  $V_{c_0}$  la polarisation au repos de la Varicap

$F_0$  la fréquence propre du V.C.O.  $F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}$

On veut qu'en l'absence de métal la fréquence du V.C.O. soit égale à celle de l'oscillateur de recherche à savoir  $F_0 = 100 \text{ kHz}$

d'où connaissant  $C_0$  la capacité au repos de la varicap ( $C_0 = \frac{a}{(V_0)^2}$ ) on a  $F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} \Rightarrow$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 C_0 F_0^2} \approx \frac{1}{4 \cdot 10^{11} \cdot C_0} = 2,5 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{1}{C_0}$$

En utilisant une self de  $100 \mu\text{H}$  par exemple on aura

$$C_0 = 25 \text{ nF}$$

En choisissant par exemple la varicap MW2108 dont les caractéristiques sont:

sont:

$$V_{R_{\max}} = 30 \text{ V}$$

$$C_{\text{nom}} = 27 \text{ pF}$$

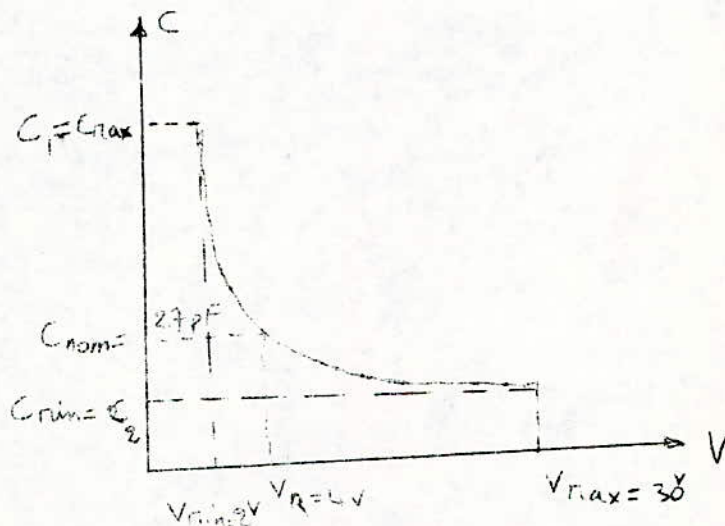
$$V_R = 4 \text{ V}$$

$$\frac{C_1}{C_2} = 2,5$$

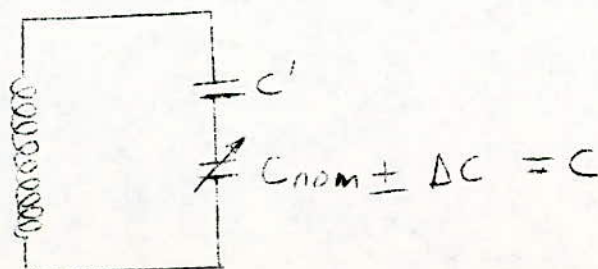
$$V_1 = 2 \text{ V}$$

$$V_2 = 30 \text{ V}$$

$$F_c (\text{MHz}) = 450$$



On a donc le schéma équivalent suivant:



Au repos  $C = C_{nom} + C' = 25 \text{ nF}$ .

d'où avec  $C_{nom} = 27 \text{ pF}$  on aura  $C' = 25 \text{ nF}$ .

D'autre part,  $F = F_0 \left( 1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c_0}} \right)$  avec  $V_{c_0}$ : polarisation

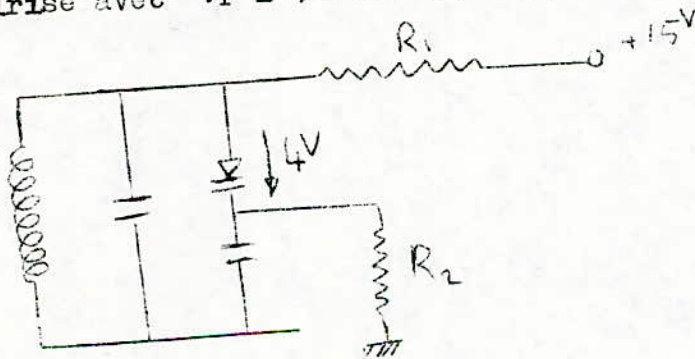
au repos on a:  $V_r = V_{c_0} = 4 \text{ V}$  d'où:

$$F = F_0 \left( 1 + \frac{\Delta V_c}{4} \right)$$

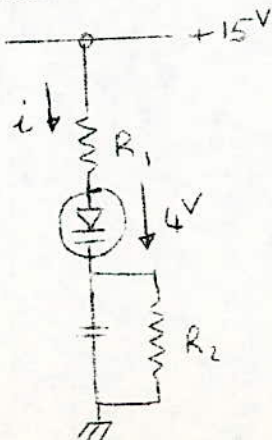
La fréquence du V.C.O. suit donc une loi linéaire en fonction de qui est le signal de commande.

-I-a) POLARISATION de la varicap:

Pour avoir la capacité nominale = 25 pF de la varicap MV2108 il faut la polariser avec  $V_r = 4 \text{ V}$  en inverse.



On doit donc choisir  $R_1$  et  $R_2$  de manière que la tension inverse de la diode soit de 4V. On a le schéma :



Si on choisit un courant de 1mA, on aura:

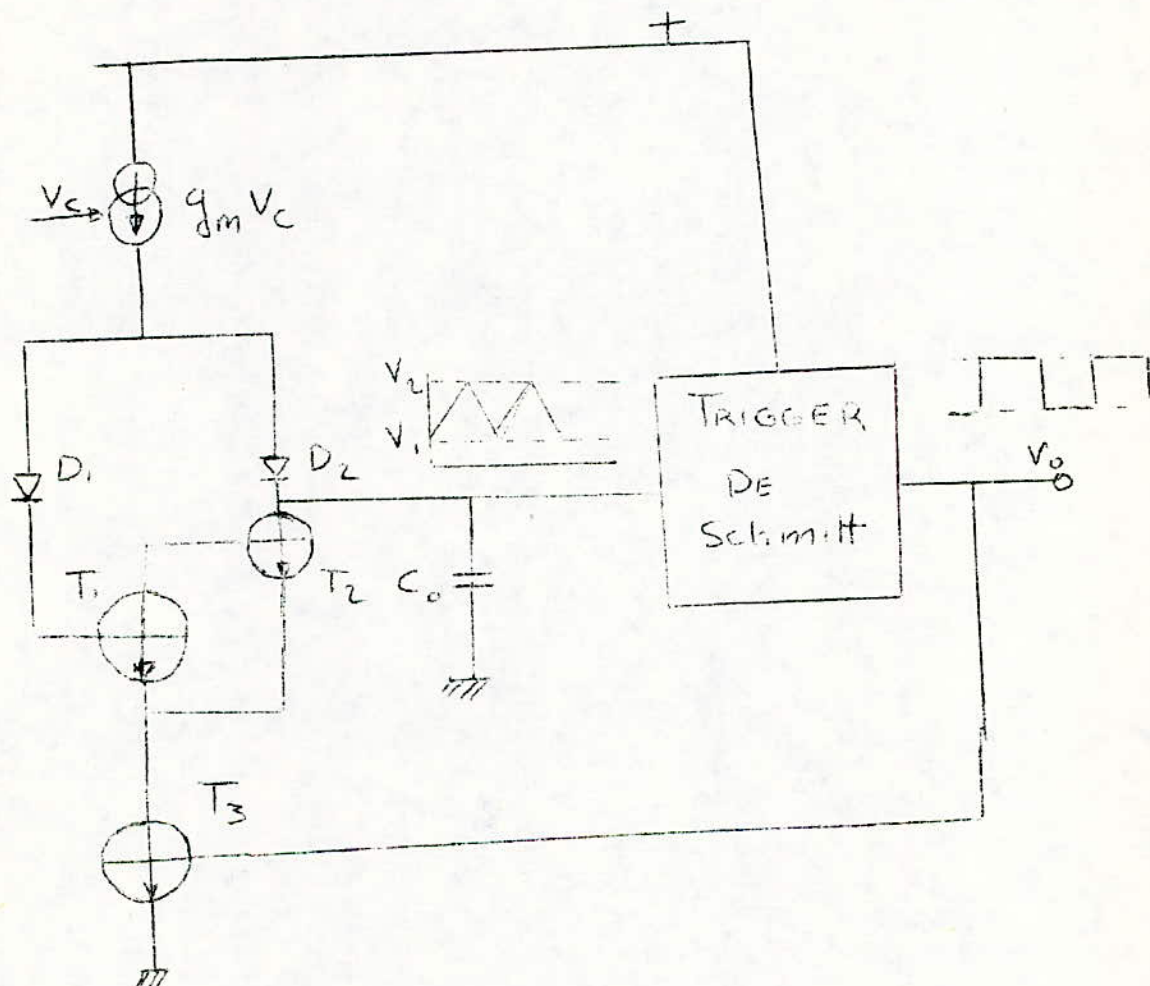
$$15 \text{ V} = R_1 \times 1 - 4 \text{ V} + R_2 \times 1 = R_1 - 4 + R_2$$

On prendra par exemple:  
 $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 16 \text{ k}\Omega$

## 7-2. V.C.O à OSCILLATEUR DE RELAXATION

Dans les P.L.L. à circuit intégrés les V.C.O. fonctionnent généralement avec des signaux rectangulaires. Ce type d'oscillateurs peut être réalisé à l'aide d'un oscillateur de relaxation .

Son schéma de principe est le suivant :



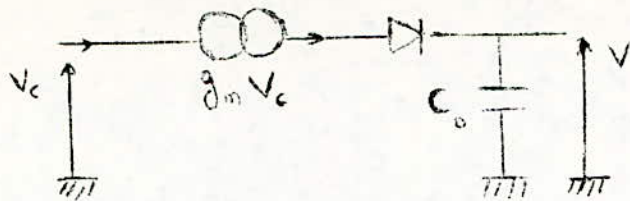
Cet oscillateur est composé d'une bascule de SCHMITT dont les tensions d'enclenchement et de déclenchement sont prélevées aux bornes de la capacité  $C_0$ .

D'autre part la commande se fait ici par courant ; donc il faudra disposer d'un transformateur tension- courant ( $V_C$  —  $I_C$ ).

### FONCTIONNEMENT

Pendant le laps de temps où le transistor  $T_3$  est bloqué la capacité  $C_0$  est chargée à travers la diode  $D_2$  par une source de courant, la valeur

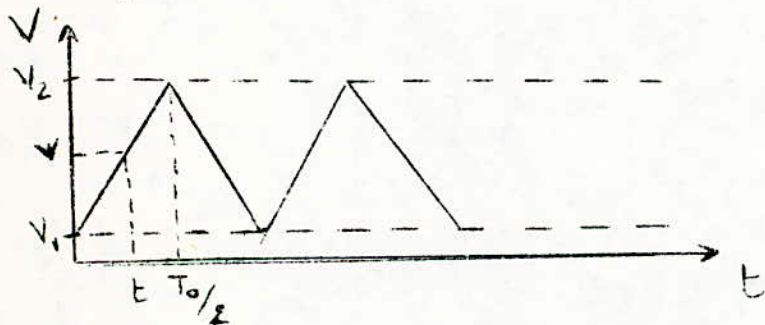
de ce courant étant fonction de la tension de commande  $V_c$ .



$$V = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = \frac{g_m V_c}{C} \int_0^t dt = g_m V_c t = \dots$$

$$V = \frac{g_m V_c t}{C}$$

Quand la tension deaux bornes de  $C_0$  atteint le seuil supérieur  $V_2$  tension de déclenchement, celle ci bascule et débloque le transistore  $T_3$  ce qui permet à la capacité de se décharger et d'atteindre le seuil inferieur de la bascule  $V_1$  qui bloque alors de nouveau le transistore  $T_3$ . Pendant la durée de docharge de la capacité  $C_0$  la source à courant constant débite à travers  $T_1$ , les transistores  $T_1$  et  $T_2$  étant identiques, la valeur du courant de charge de  $C_0$  est égale à celui de la décharge. La tension ~~xx~~ aux bornes de  $C_0$  est donc triangulaire ( charge et décharge ),  $V_0$  à la sortie de la bascule étant triangulaire avec un coefficient de forme de 0,5.



$$V = \begin{cases} Kt, & t \in [0, T_0/2] \\ -Kt, & t \in [T_0/2, T_0] \end{cases}$$

$$K = \frac{2(V_2 - V_1)}{T_0} \Rightarrow \text{pour } t \in [0, T_0/2], V = \frac{2(V_2 - V_1)}{T_0} t$$

$$\text{Si pour } t = t_1, \text{ on a } V_1 = \frac{2(V_2 - V_1)}{T_0} t_1 = \frac{g_m V_c}{C} t_1$$

$$\frac{1}{T_0} = f_0 = \frac{g_m V_c}{2C(V_2 - V_1)}$$

La fréquence d'oscillation du système est donnée sensiblement par

l'expression: 
$$F_0 = \frac{g_m V_c}{2C_0(V_2 - V_1)}$$

$V_2$  = Limite supérieure de déclenchement.

$V_1$  = " " inférieure " " "

$g_m$  = Transconductance de la source de courant constant.

On a donc :

$$\Delta F_0 = k \Delta V_c$$

La loi de variation de la fréquence autour de la fréquence propre du V.C.O. est linéaire donc, en fonction du signal de commande  $V_c$ .

Exemple de fonctionnement, d'un bascule de Schmitt.:

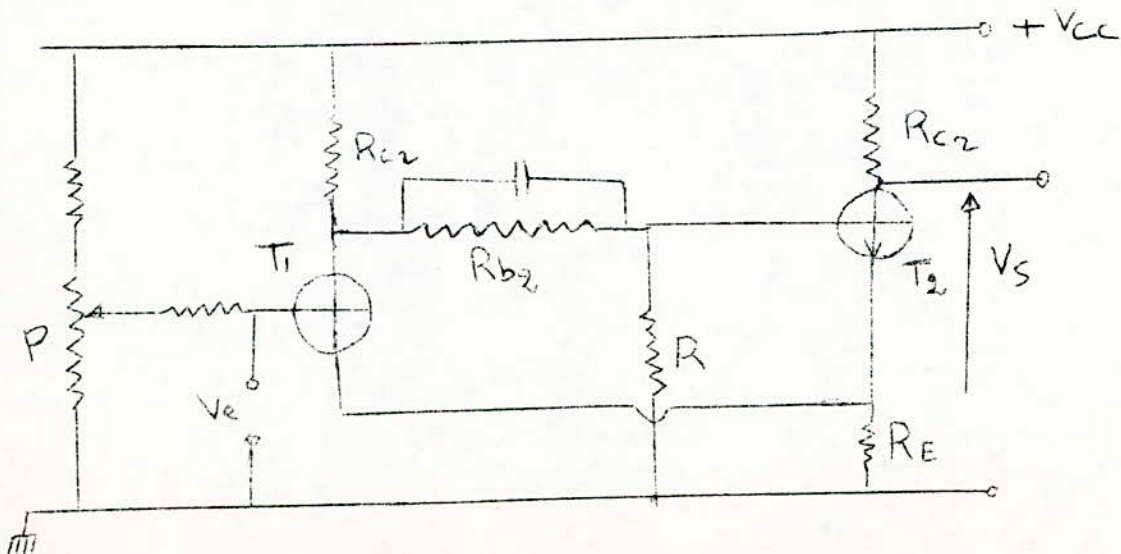
Fonctionnement:

1°) Etat :-I-

De  $t_0$  à  $t_1$ ;  $T_2$  est bloqué car la tension de base obtenue par le pont  $R_{c1}$ -  $R_{b2}$ ,  $R$  est telle que sa valeur est négative par rapport à la valeur de la tension d'émetteur. En effet la résistance  $R_e$  est parcourue par le fort courant du transistor  $T_1$  qui conduit.

A l'instant  $t_1$  quand le potentiel de base de  $T_1$  atteint le seuil,  $B$

En descendant, la tension  $V_{be1}$  devient négative et  $T_1$  se bloque.





2°). Basculonement à  $t_I$

$T_I$  est bloqué, le potentiel de base de  $T_2$  commandé par le potentiel de collecteur de  $T_I$  remonte et le transistore  $T_2$  conduit car  $V_{BE2}$  devient positif .

3°). Etat 2:

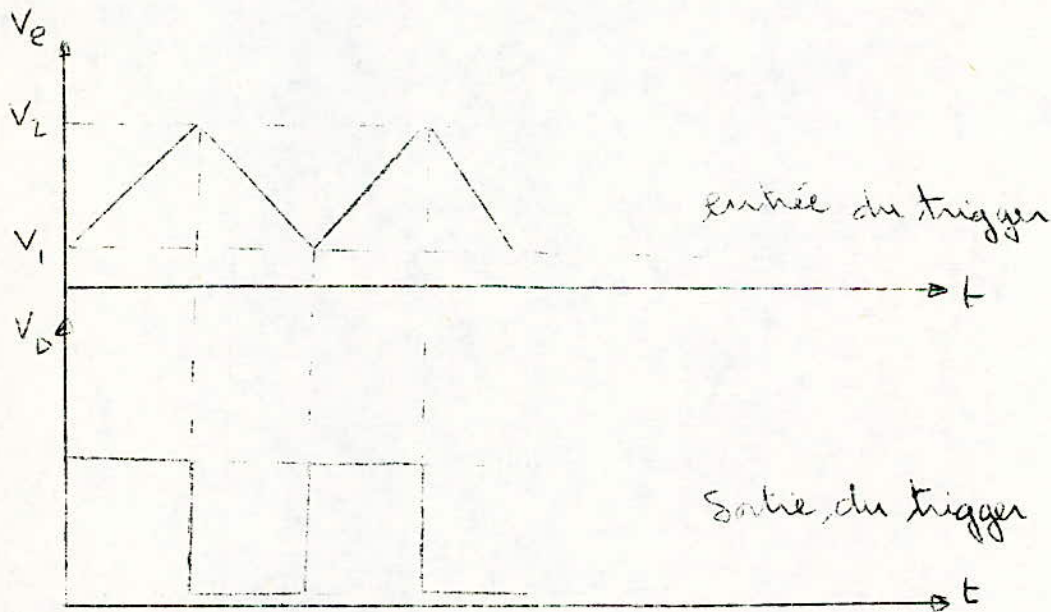
De  $t_I$  à  $t_2$   $T_I$  est bloqué et  $T_2$  conduit. Lorsque le potentiel de base de  $T_I$  remonte et atteint le seuil B de déblocage, le système bascule et revient à l'état I.

La valeur du seuil B est généralement différente du seuil A car le courant traversant  $R_E$  n'est pas le même pour les deux états.

Seuil B =  $V_I$  . Seuil A =  $V_2$  .

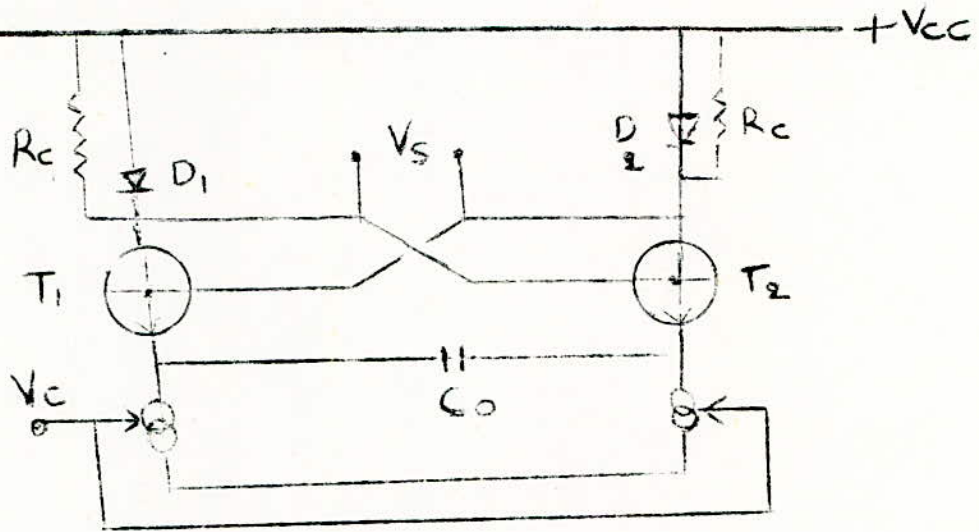
$$t_0 = 0; t_I = \frac{T_0}{2}; t_2 = \frac{T_0}{2}$$

Le potentiel sert à modifier et à faire varier le rapport cyclique .



V.C.O : MULTIVIBRATEUR A COUPLAGE PAR LES EMETTEURS

Le schema de principe d'un tel multivibrateur est le suivant:

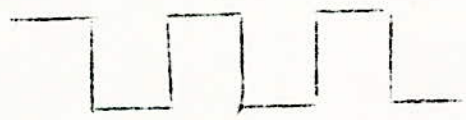


Dans la plupart des circuits P.L.L les V.C.O utilisés sont du type multivibrateur à couplage d'emetteur.

FONCTIONNEMENT

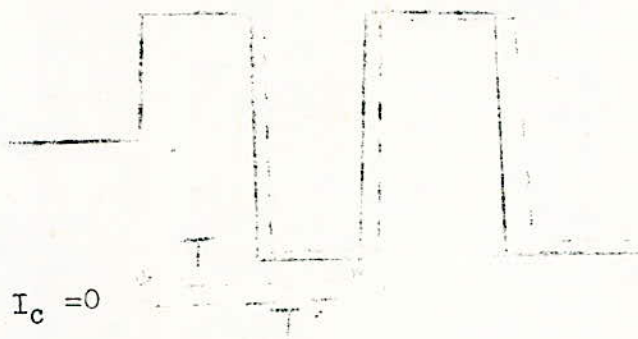
En absence de signaux de commande ( $V_c$ ) qui agissent ici sous forme de source de courant le circuit fonctionne en ASTABLE .C'est à dire que le montage fournit sur le collecteurs une tension rectangulaire dont la frequence est fixe et est réglée par les éléments du montage ( $R, C_o, Z$ )  $Z$  étant l'impedance introduite par les sources de courant .

Donc la frequence du montage en absence de courant de commande  $I_c$  est celle de l'ASTABLE .La forme des signaux aux collecteurs est /



Les diodes servent à amener rapidement les transistores au blocage c'est à dire pour reduire les temps de montée et de descente des crénaux

L'introduction d'un signal de commande pour faire varier la fréquence des oscillations se fera sur les emetteurs. On attaque par courant car la capacité  $C_0$  qui fixe la fréquence se charge et se décharge par courant. Donc en présence de signal de commande le temps de charge et de décharge de la capacité va varier au rythme du signal  $I_c$ . Cela fera varier proportionnellement la fréquence du multivibrateur. Nous aurons donc :



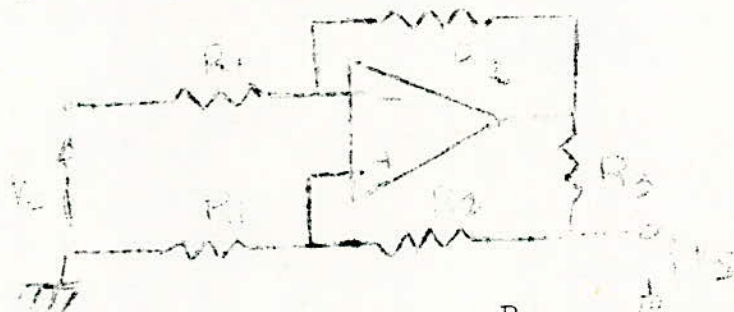
T la période pour  $I_c = 0$

T' la période pour  $I_c$  non nul .

Le temps de charge et de décharge sera donc accéléré ou retardé selon que  $I_c$  s'ajoute ou se retranche avec le courant de charge ou de décharge de  $C_0$  venant des transistores .

#### REALISATION DES SOURCES DE COURANT

On utilisera un AMPLI-OP du type  $\mu A741$  à cette fin. Le montage sera :



Le courant  $I_c$  aura pour valeur  $I_c = V_c \cdot \frac{R_2}{R_1 \cdot R_3}$  avec  $R_2$  très supérieur à  $R_3$

Donc on a transformé  $V_c$  en  $I_c$  .

L'allure de la courbe  $\Delta F = f ( I_c )$  est linéaire .

## e-AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL

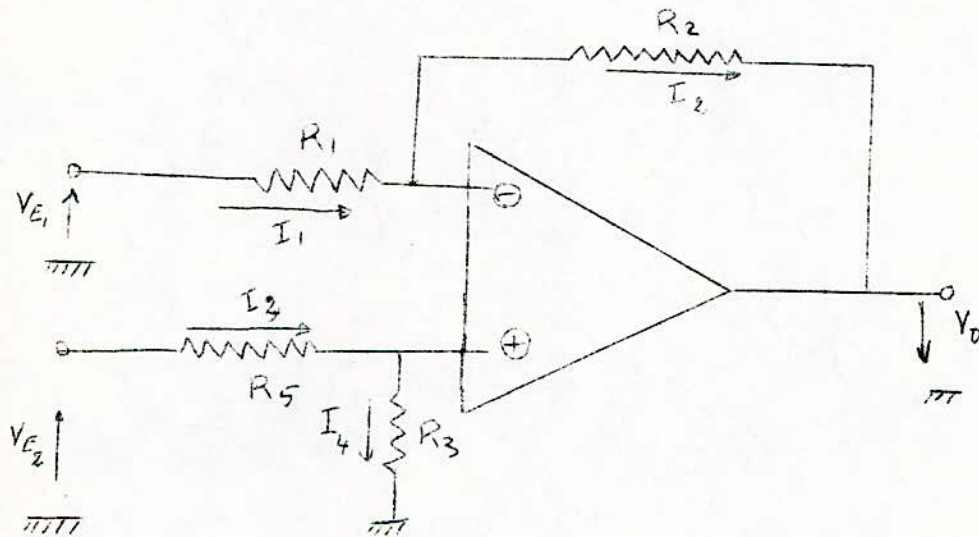
Comme on la vu la tension de commande du V.CO. est une basse fréquence avec un niveau continu. Ce niveau continu nous servira à attaquer un voltmètre et nous indiquera donc la presence ou non de métal .

Le niveau de cette composante continue (amplitude) est fonction de la quantité de métal et de sa proximité vis à vis de la self detectrice.

Pour augmenter la sensibilité de notre detecteur il faut donc prévoir un AMPLI continu.

Nous utiliserons à cette fin un AMPLI différentiel.

Un tel montage utilisant un ampli -opérationnel est le suivant:



En considerant un ampli -operationnel à caracteristiques idéales (gain en boucle ouverte infini et une impédance d'entées très grande ) nous aurons les resultats suivants:

$$I_1 = I_2, I_3 = I_4$$

La tension de sortie de so est donnée par:

$$V_0 = V_r \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{E1} \frac{R_2}{R_1}$$

avec  $V_r = V_{E2} \frac{R_3}{R_3 + R_5}$

D'où:

$$V_0 = V_{E2} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_5} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{E1} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Si maintenant on choisit  $R_1=R_5$  et  $R_2=R_3$  nous aurons :

$$V_o = (V_{E2} - V_{EI}) \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Dans notre cas on choisira  $V_{EI} = 0$  d'où on aura :

$$V_o = V_{E2} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

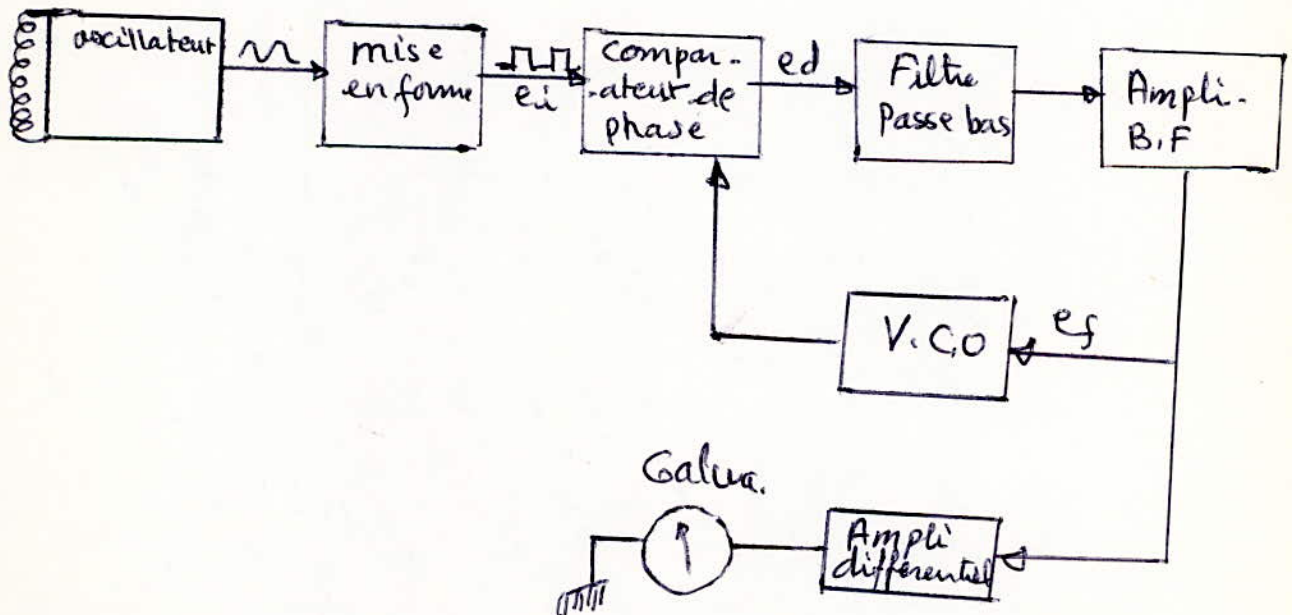
Donc on pourra amplifier  $V_{E2}$  en jouant sur le rapport des résistances  $R_1$  et  $R_2$ . On pourra prévoir un jeu de résistances ou plus simplement mettre à la place de  $R_2$  un potentiomètre.

On prendra par exemple le jeu suivant :

$$R_2=R_3 = 1M$$

$$R_1=R_5 = 20K$$

*Le schéma synoptique d'un détecteur de métaux*



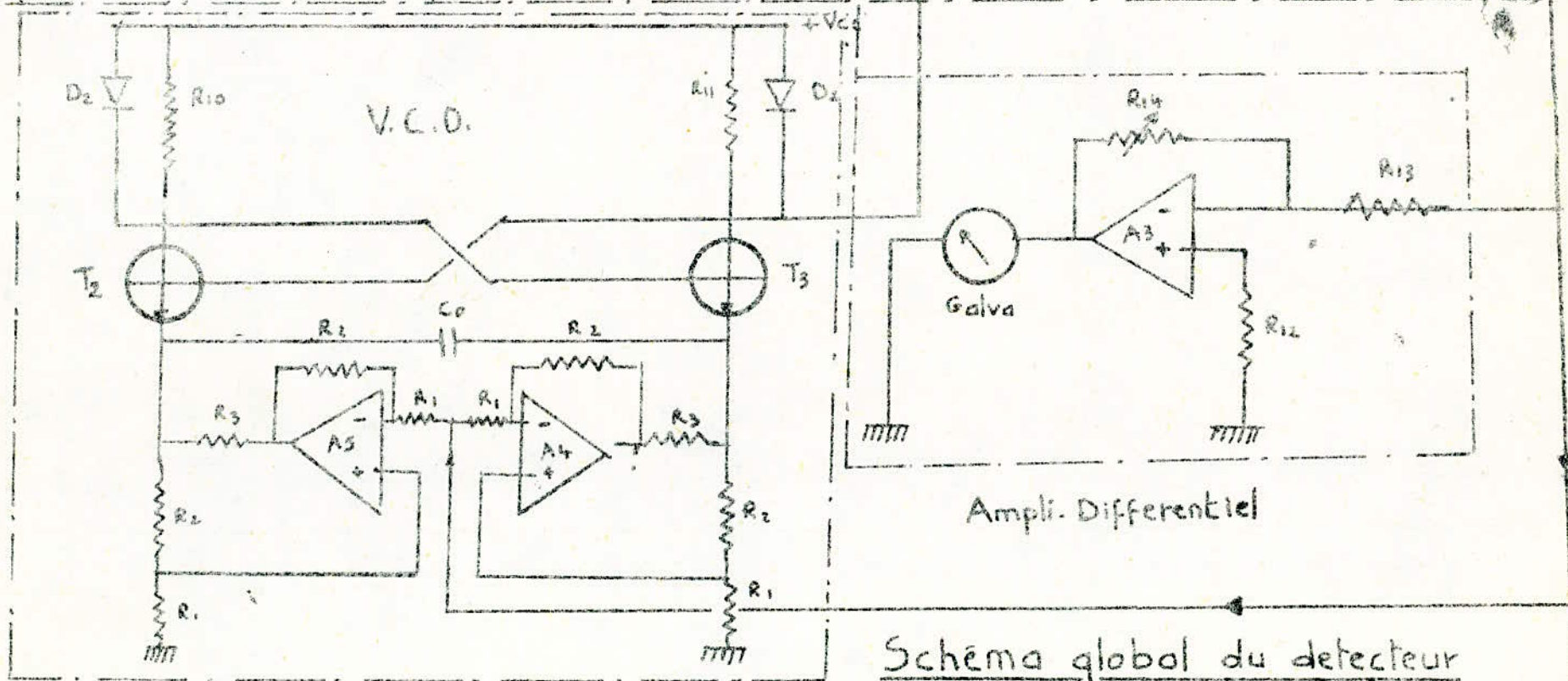
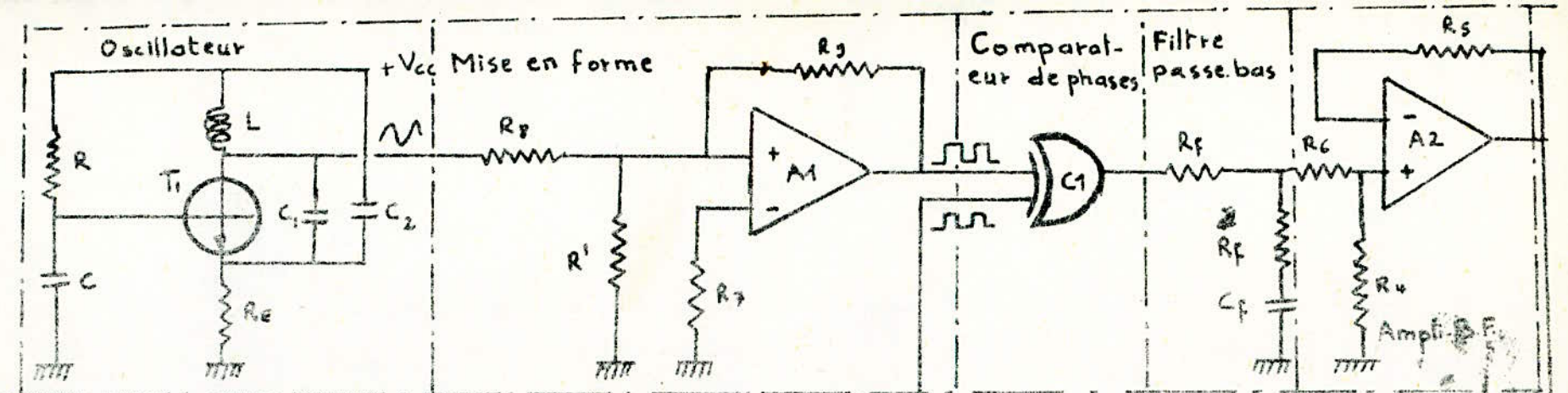


Schéma global du détecteur de métaux

## DETECTEUR DE METAUX A P.L.L. INTEGRE

### DONNANT TROIS NIVEAUX LOGIQUES

En analysant le schéma global d'un tel détecteur, on remarque immédiatement la simplicité de celui-ci. En effet il est constitué de trois étages.

Le premier étage est un oscillateur Colpitts avec la self détectrice L. Le deuxième étage constitué par la P.L.L. qui détecte les variations de fréquences dues à la présence de métaux au voisinage de la self.

La P.L.L. transforme ces variations de fréquence en variations de tension. Ces variations de tension attaquent enfin un troisième étage constitué par un circuit intégré (TCA 965) qui est un comparateur à deux seuils. Il compare ainsi les tensions d'entrée à des tensions de références (seuils) et il commande automatiquement trois diodes (diodes électroluminescentes) indiquant ainsi trois niveaux logiques :

Le premier niveau fourni par  $L_1$  indique qu'il y a une masse métallique importante.

Le deuxième niveau fourni par  $L_2$  indique le niveau 0: donc pas de métal.

Le troisième niveau fourni par  $L_3$  indique une faible masse de métal.

Le TCA 965 est un circuit intégré très sensible.

Il répond à des niveaux d'entrée de l'ordre de 5mV. Il nous évite ainsi un vu-mètre. D'autre part il dispose de sa propre alimentation stabilisée.

La P.L.L. CD4046 est utilisée aussi des caractéristiques remarquables.

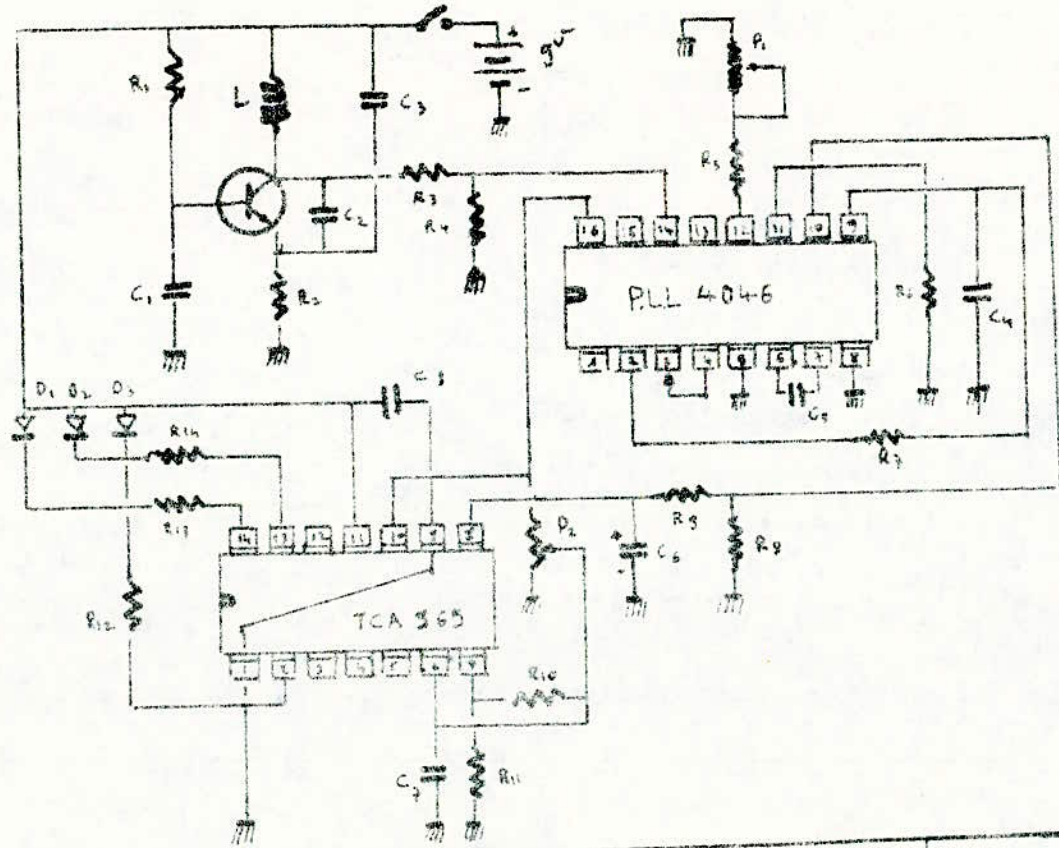
En effet la sélectivité est réglable à souhait par une résistance seule et elle est capable d'enregistrer des variations de fréquence de 1 Hz.

La plage de capture peut aussi être réglée à volonté par un seul potentiomètre ( $P_1$ ). La sensibilité est quant à elle réglable par  $P_2$ .

Cette P.L.L. dispose aussi de sa propre alimentation stabilisée.

# DETECTEUR DE METAUX A PLL INTEGREE

DONNANT 3 NIVEAUX LOGIQUES



Valeurs des éléments		
$R_1 = 47k\Omega$	$R_5 = 51k\Omega$	$C_1 = 0,47pF$
$R_2 = 68\Omega$	$R_{10} = 820\Omega$	$C_2 = 1,5nF$
$R_3 = 100k\Omega$	$R_{11} = 100k\Omega$	$C_3 = 10nF$
$R_4 = 82k\Omega$	$R_{12} = 560\Omega$	$C_4 = 9,1pF$
$R_5 = 100k\Omega$	$R_{13} = 560\Omega$	$C_5 = 470pF$
$R_6 = 15k\Omega$	$R_{14} = 560\Omega$	$C_6 = 4pF$
$R_7 = 200k\Omega$	$P_1 = 47k\Omega$	$C_7 = 47nF$
$R_8 = 62k\Omega$	$P_2 = 1k\Omega$	



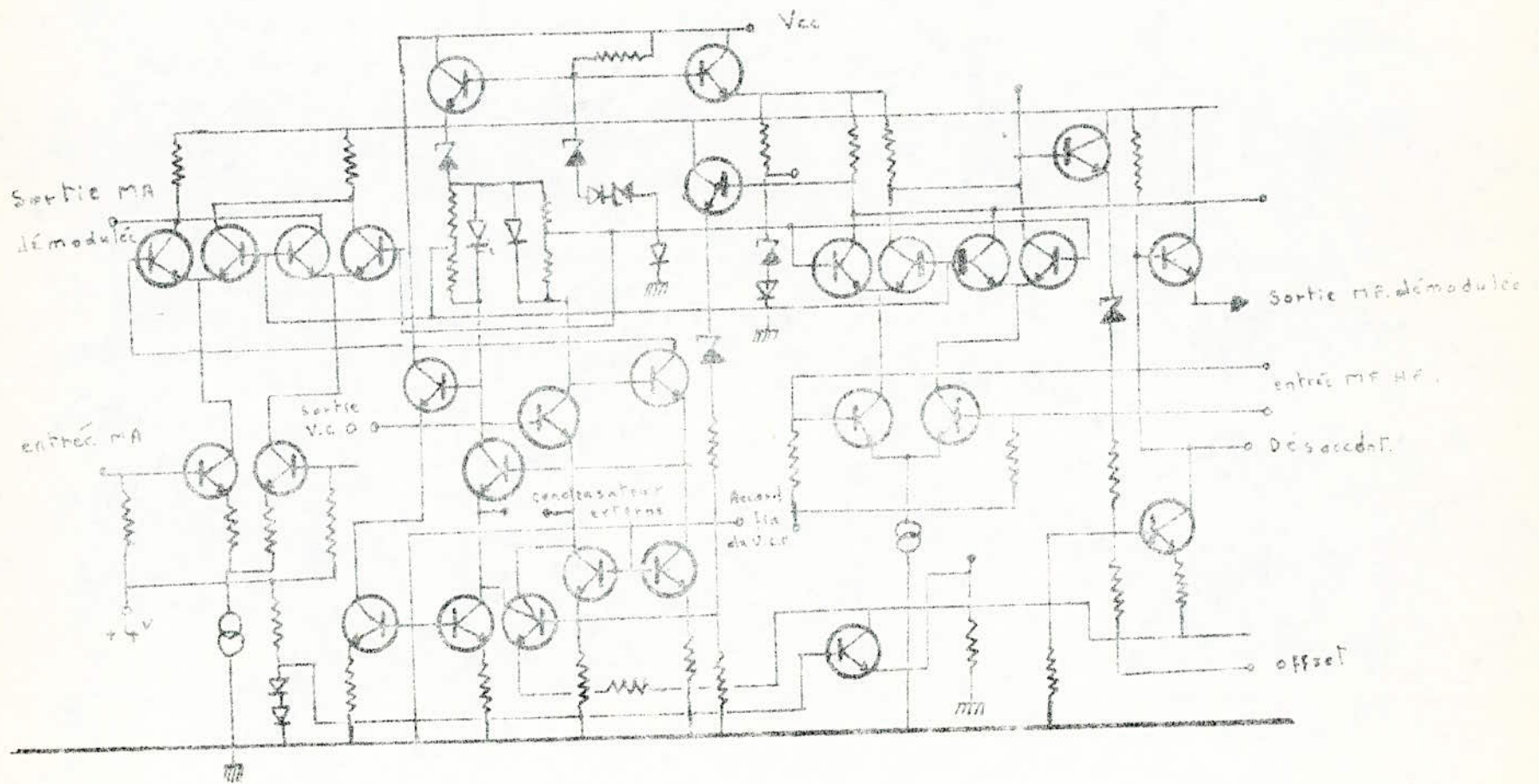


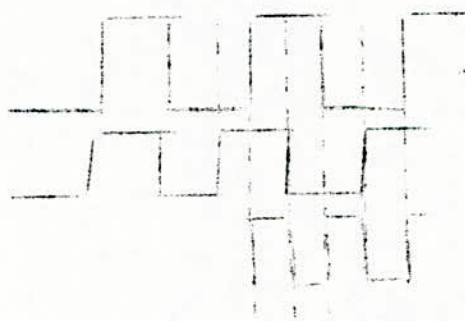
Schéma de la P.L.L. intégrée "561 B" de «Signetics».

## RESULTATS PRATIQUES:

La réalisation d'une boucle à verrouillage de phase en éléments discrets est très difficile. Le circuit d'une P.L.L est donné à la page 60 pour illustrer une telle complexité. Néanmoins nous avons essayé de réaliser les différents étages constituant une P.L.L. à savoir un comparateur de phase, un filtre B.F, un Ampli B.F et un V.C.O.

La première difficulté constatée dans le fait que les signaux attaquant le comparateur de phase doivent être des créneaux parfaits. C'est à dire à fronts de montée et de descente très raides, ceci dans le but d'éviter toute erreur sur le déphasage entre les deux signaux. Ceci est d'autant plus important que les déphasages introduits par la détection des métaux est très faibles. Donc il suffit que les signaux soient mal générés que l'on obtient à la sortie du comparateur une tension d'erreur même en absence de métaux. Ceci faussera donc les résultats.

Cette erreur sera aussi accentuée si les signaux attaquant le comparateur n'ont pas le même rapport cyclique.



Signal (1)

Signal (2)

Tension d'erreur due au fait que les signaux (1) et (2) n'ont pas le même rapport cyclique

Le signal I est issu de l'oscillateur de recherche après passage par une mise en forme en signaux rectangulaires. Le circuit de mise en forme nous a posé de sérieux problèmes. En effet le matériel mis à notre disposition (uA 709; uA 74I) ne permettait pas de donner des résultats satisfaisants aux fréquences demandées. Ces circuits intégrés donnent de très bons créneaux à fronts très raides en B.F mais dès qu'on dépasse 2Kz, les signaux se trouvent déformés, les fronts deviennent pratiquement obliques.

Nous avons relevé les chronogrammes suivants :



$$F \leq 2 \text{ KHz}$$



$$20 \text{ K} < F \leq 80 \text{ KHz}$$

A notre fréquence de travail (25 KHz) les signaux deviennent carrément des dents de scies :

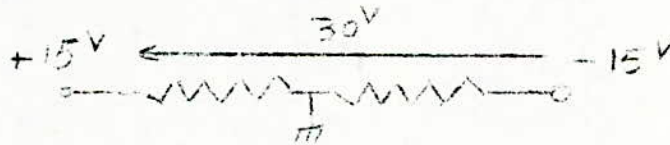
$$F = 25 \text{ KHz}$$



Ceci est dû à une chute rapide du gain de l'AMPLI-OP .

D'autre part l'alimentation des AMPLI-OP pose énormément de problèmes quant à la symétrie des signaux. En effet les AMPLI-OP sont polarisables à  $\pm 15 \text{ V}$  et il est très difficile de polariser l'AMPLI-OP à l'aide d'une seule source car l'équilibre des tensions dépend des résistances et impédances qui viennent en parallèle sur le pont servant à l'obtention des tensions  $\pm 15 \text{ V}$  .

Une méthode de polarisation à une seule source est :

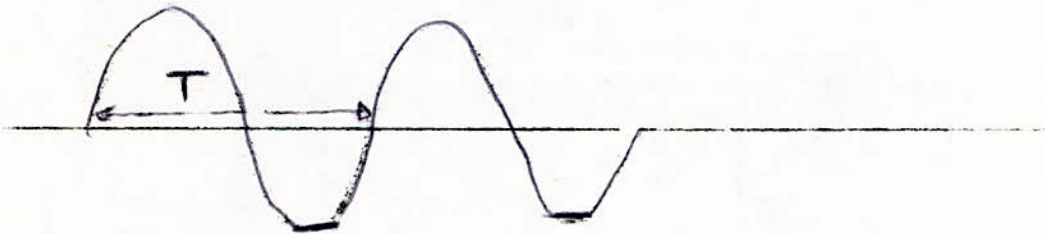


On voit qu'en branchant ce circuit dans un montage des résistances viendront s'ajouter aux deux résistances ce qui fera changer les tensions nominales  $\pm 15 \text{ V}$  .

Cette dissymétrie se répercuttera sur la symétrie des signaux .

D'autres parts l'oscillateur utilisé étant monté en base commune a une impédance de sortie assez grande contrairement à un émetteur commun. Ceci nous conduira à un choix judicieux de l'impédance d'entrée de la mise en forme pour avoir adaptation des deux étages .

L'oscillateur de recherche nous délivre une sinusoïde comportant une certaine distorsion due à la self utilisée .En effet un effet de surtension du aux caractéristiques de la bobine ( $r=10\text{cm}$  ,  $N=100$  spires ) déforme quelque peu la sinusoïde .L'allure de cette sinusoïde est la suivante :



Cette distorsion est heureusement sans effet sur le reste du circuit puisque le fonctionnement de la mise en forme est seulement assuré par la périodicité du signal .

#### -RELEVÉ DE QUELQUES VARIATIONS DE FREQUENCE EN PRESENCE DE METAL

On s'attendait à ce que les variations de fréquence obtenues en présence de masse métalliques soit très faibles .Ces faibles valeurs sont pratiquement imperceptibles sur l'oscilloscope.Un fréquencemètre numérique précis est nécessaire . Nous avons relevé les valeurs suivantes :

$\Delta F(\text{Hz})$	distance(cm)	masse - métallique
25	5	Nature: Fer Masse : 1kg (environ)
16	10	
11	20	
8	40	
5	60	
220	10	Aluminium: Masse: 0,5kg
60	20	
22	50	
18	60	

Ces variations de fréquence même faibles sont facilement détectables par la P.L.L.

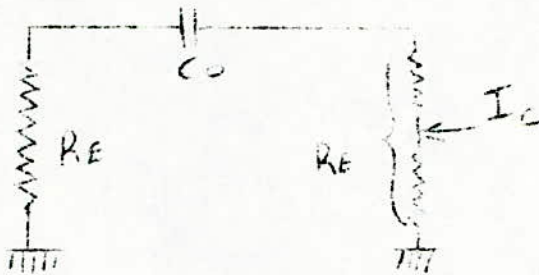
-- LE V.C.O

On a vu que la commande de la fréquence du V.C.O se fera à l'aide de deux sources de courants aux émetteurs des transistors du multivibrateur.

En pratique une seule source peut réaliser cette commande. Cependant ceci diminuera de moitié le courant  $I_c$  (fonction linéaire de  $V_c$ ).

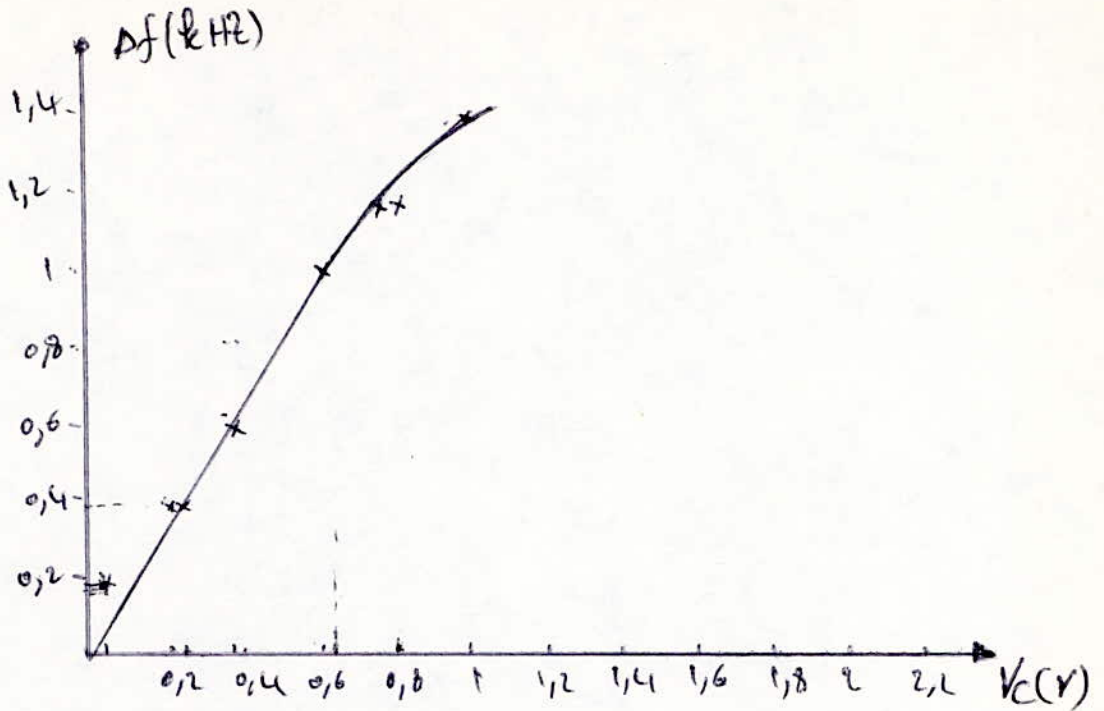
Mais ceci pourra être compensé par un choix judicieux des éléments constitutifs de la source de courant (valeurs des résistances).

En injectant de la manière suivante le courant  $I_c$  nous avons relevé les valeurs suivantes  $F = f(V_c)$ . Pour les mesures on a injecté une tension  $V_c$  sinusoïdale



$V_c(V)$	$\Delta F(KHz)$
0,05	0,15
0,25	0,38
0,65	1,0
0,8	1,2
1,0	1,42
1,4	1,8
1,8	2,2

L'allure de la courbe  $F = f(V_c)$  est la suivante :



La tension P.F  $V_c$  joue le rôle de tension de modulation FM .

L'allure du signal aux collecteurs du multivibrateur est la suivante :



Donc le V.C.O fonctionne bien en correcteur de fréquence . Sa plage de verrouillage , c'est à dire dans laquelle il peut varier et suivre ainsi la fréquence d'entrée (de l'oscillateur) est :  $(F)_{\max} =$

Cette plage doit concorder avec ~~xxxx~~ la bande prévue du filtre passe-bas de la boucle . C'est à dire qu'elle doit être supérieure ou égale à la bande du filtre .

Or on a prévu une bande passante du filtre de 500HZ donc assez large pour toute éventuelle pointe de variation de la fréquence d'entrée .

#### -- LECOMPARATEUR DE PHASE

Le comparateur de phase étant prévu en circuit intégré (SN 7486 ou tout autre circuit OU EXCLUSIF ne devra pas poser de problème . De même que le filtre passe bas .

## VI) QUELQUES APPLICATIONS DE LA P.L.L.

### I) Filtre Suiveur:

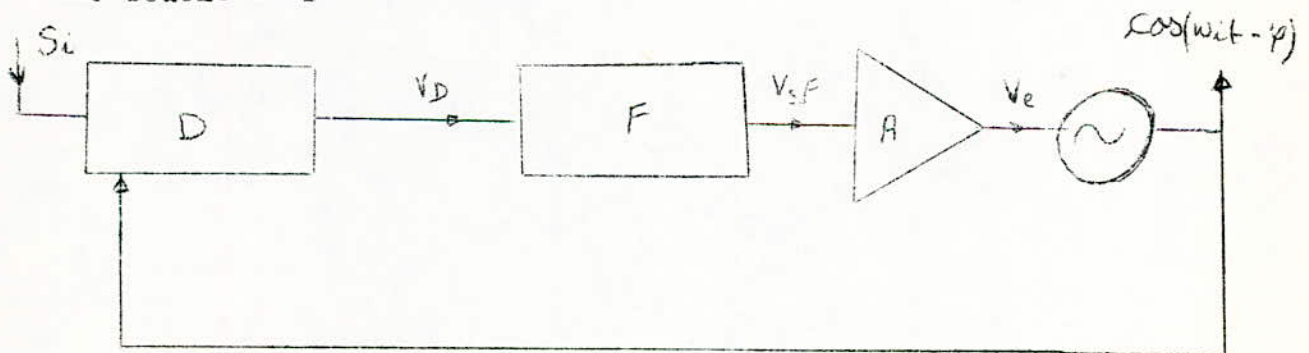
Un filtre suiveur est un filtre à bande passante étroite mais dont la valeur de la fréquence centrale s'ajuste automatiquement sur celle du signal à recevoir, fréquence qui peut être variable dans de larges limites. Ce genre de filtre est utilisé en trajectographie des mobiles où l'on s'intéresse à la porteuse du signal.

Ici on doit tenir compte des dérives thermiques et l'imprécision dans le calage des valeurs nominales de fréquence lors de la définition des bandes passantes (précision d'excursion des quartz).

Dans le cas de mobiles animés de grande vitesse (avions, satellites...) il faut tenir compte de l'effet Doppler.

La fréquence du signal reçu variera ainsi dans une plage de quelques dizaines de kHz. Le récepteur devait donc posséder une bande passante équivalente d'où un rapport S/B désastreux.

Une boucle de phase remédie à cela:



La bande passante du filtre F est rendue très étroite. Le signal reçu du mobile sera  $S_i$  (signal pilote incidente).

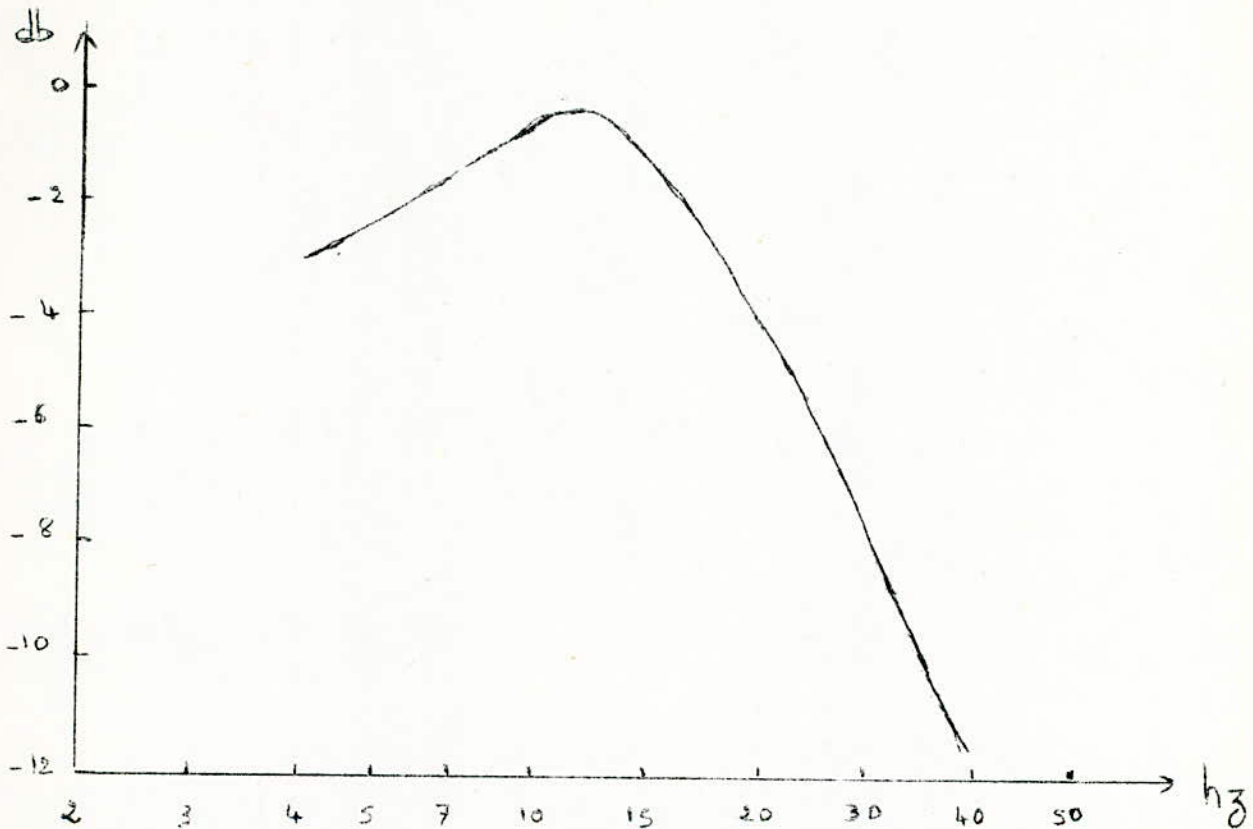
Dans ces conditions, la boucle une fois accrochée le V.C.O. va "suivre" donc reproduire toutes les variations de fréquence de  $S_i$ .

La majeure partie du "bruit", étant bloquée par le filtre; le signal du V.C.O. sera stable "non bruité". Donc tout se passe comme si le signal était passé à travers un filtre de faible bande passante.

63  
Dans les conditions d'usage, le récepteur accorde sur 100 MHz et plus 54

Nous donnons l'exemple d'un récepteur accordé sur 130 MHz et prévu pour faire face à un effet DOPPLER de  $\pm 3$  KHZ.

Donc rien qu'à cause de l'effet DOPPLER, la bande passante devra être de 6 KHZ minimum, mais avec une boucle de phase elle est seulement de 40Hz



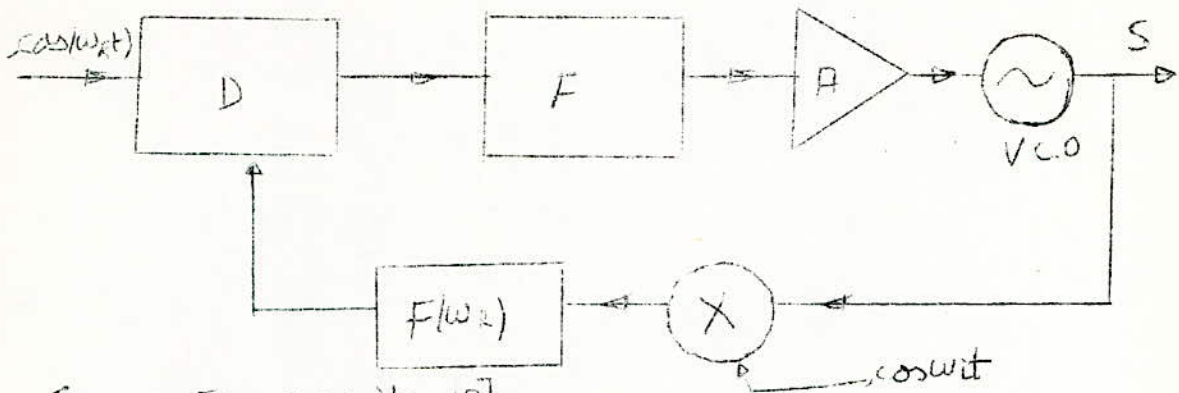
Demi bande passante d'un récepteur accordé sur 130 MHz



## 2) TRANSLATION DE FREQUENCE:

DANS CERTAINES techniques de traitement des signaux, on utilise souvent une "Translation" de la fréquence du signal traité.

Le schéma d'une telle opération utilisant une boucle de phase est:



$$S = \cos[(\omega_i \pm \omega_r)t - \varphi]$$

En plus de la boucle classique on notera la présence d'un étage changeur de fréquence, et celle d'un filtre de bande  $F(\omega_r)$ .

Soit  $\omega_r$  la valeur de décalage en fréquence que l'on veut réaliser.

Le signal  $\cos \omega_r t$  est fixe et alimente une des entrées du détecteur de phase;

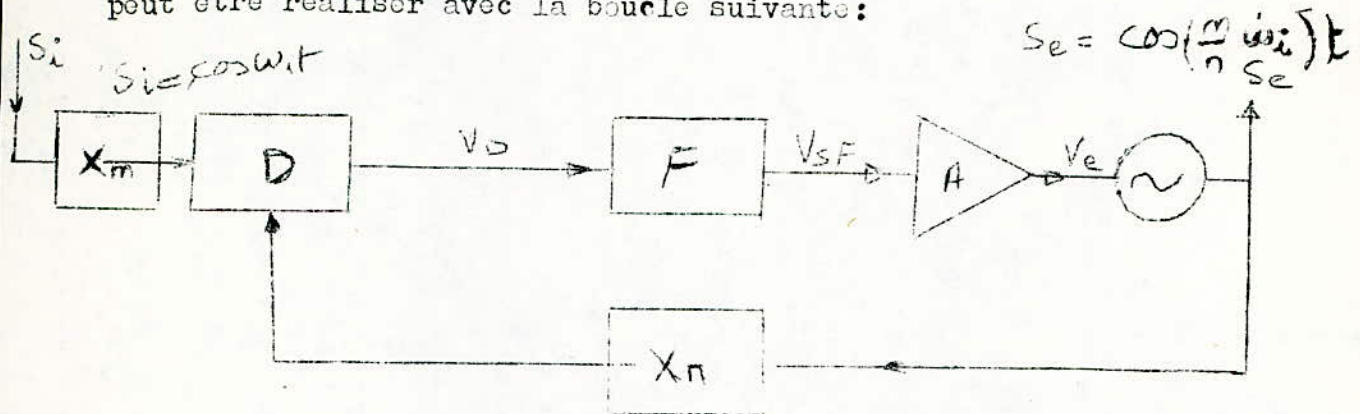
Le signal incident, de pulsation  $\omega_i$  est envoyé dans un changeur de fréquence où il bat avec la fréquence  $\omega_0$  du V.C.O.

Le produit de battement de pulsation  $\omega_i \pm \omega_r$  est dirigé vers la 2<sup>ème</sup> entrée du détecteur de phase à travers le filtre  $F(\omega_r)$  accordé précisément sur  $\omega_r$ .

Si (le filtre) la bande passante du système ainsi réalisé est suffisante pour admettre toute la largeur du spectre couvert par le signal incident celui-ci pouvant être modulé, le signal fourni par le V.C.O. reproduit fidèlement le signal incident à la valeur  $\pm \omega_r$  près; le décalage justifiant l'éventuel écart entre la pulsation propre du V.C.O. et l'absence de pilotage et la valeur réelle  $\omega_0$  de son fonctionnement.

### 3-3) SYNTHÉTISEUR DE FRÉQUENCE:

DANS la réalisation de synthétiseur, il est nécessaire de produire une série de raies spéciales à partir d'un seul oscillateur pilote de très haute stabilité (horloge). La fréquence de chacune de ces raies doit être dans un rapport fixe (entier ou fractionnaire) avec celle du pilote et présenter la même stabilité en fréquence. Ce type de synthétiseurs peut être réalisé avec la boucle suivante:



Le signal pilote joue ici le rôle du signal incident  $\cos w_i t$ .

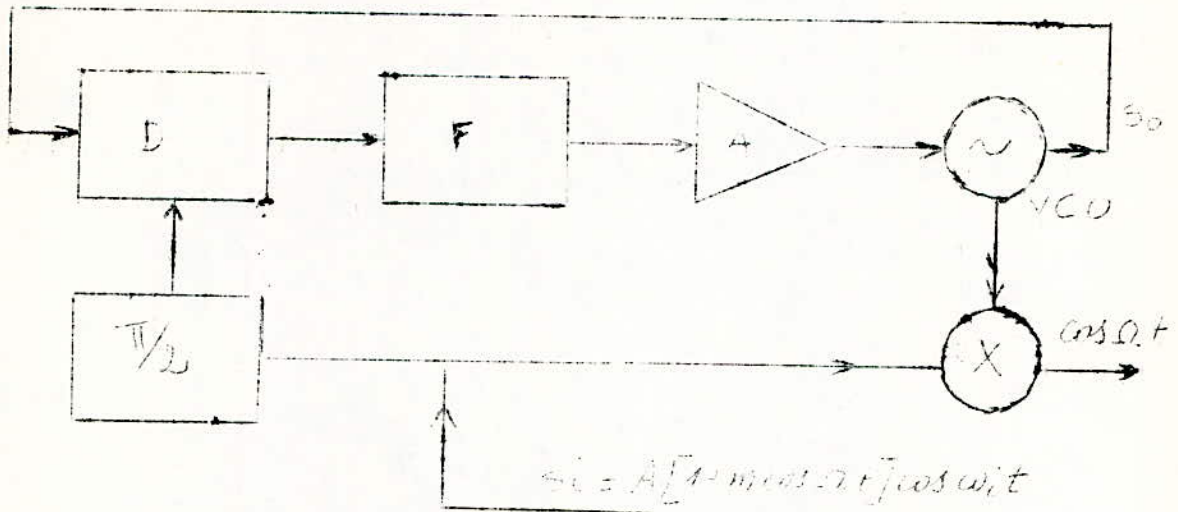
Il est envoyé à travers un multiplicateur de fréquence  $X_n$  (de facteur  $n$ ) vers l'une des entrées du détecteur d'erreur de phase  $D$ .

Le signal du V.C.O. attaque l'autre entrée du détecteur d'erreur de phase. Après avoir subi lui aussi une multiplication de fréquence avec un facteur  $m$ . Il est évident que le fonctionnement de la boucle exigeant une identité des fréquences attaquant le détecteur de phase, d'où l'on a

$$n\omega_0 = m\omega_i \Rightarrow \omega_0 = \frac{m}{n} \omega_i$$

#### 4°) DETECTEUR M.A COHERENT

LA boucle à verrouillage de phase peut-être utilisée pour la detection d'une modulation d'amplitude. La configuration de la boucle pour une telle operation est la suivante:



Le signal  $S_1$  modulé en amplitude et le signal  $S_0$  produit par le V.C.O. ATTAQUENT LE DETECTEUR DE PHASE D, mais après passage de  $S_1$  par un étage déphaseur de  $90^\circ$ . De cette manière le signal du V.C.O. possède non seulement une fréquence identique mais également, à un très légère erreur d'asservissement près, la même phase que la porteuse du signal  $S_1$ . Il présente par contre une amplitude stable et grande par rapport à celle du signal incident.

On fait battre ensemble ces deux signaux ce qui fait apparaître le signal B.F. de modulation.

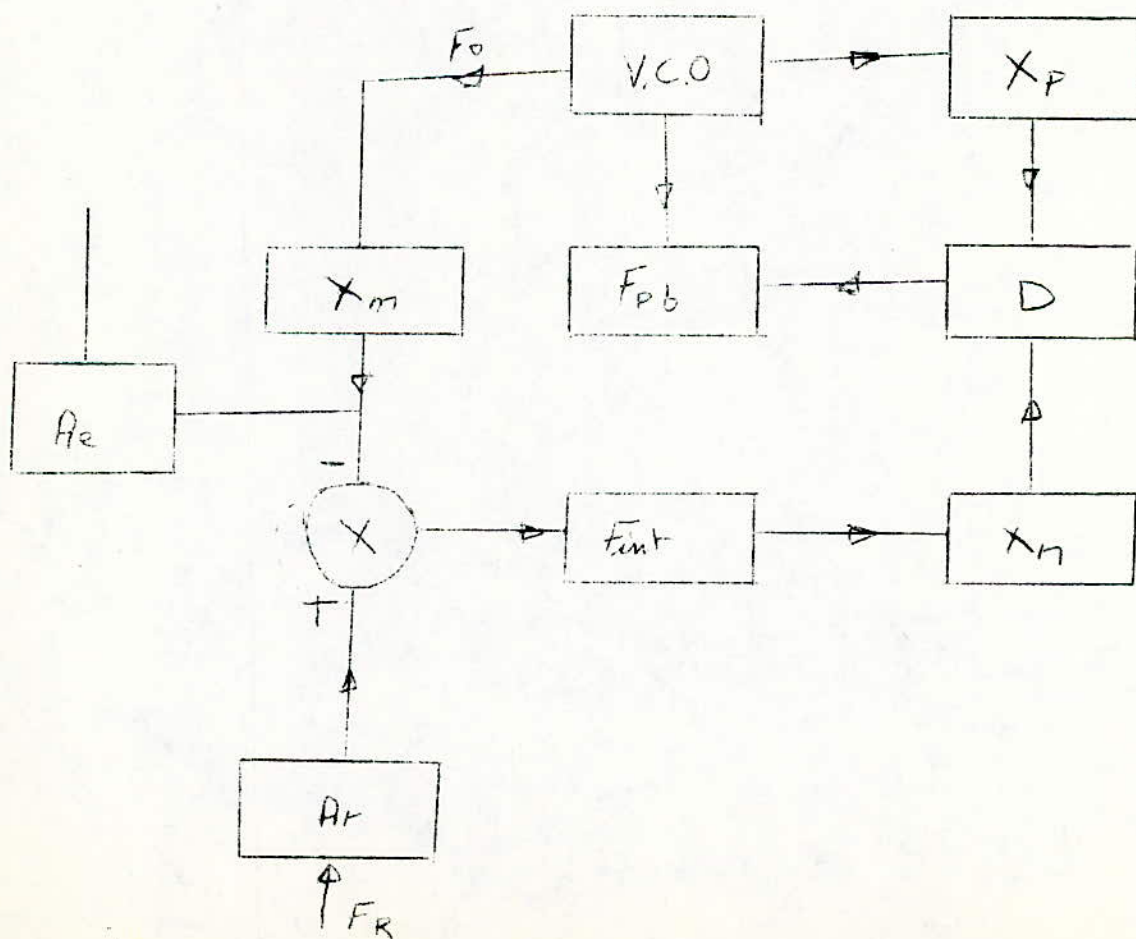
### 5°) REPONDEUR COHERENT

Dans la technique de localisation ( trajectographie ) des mobiles ( avions, engins , sondes spatiales ... ) on utilise souvent un " répondeur coherent" embarqué.

C'est un émetteur- récepteur dont le signal d'émission est rendu "coherent" c'est à dire lié en phase avec un signal d'interrogation, provenant d'une station de mesure.

Pour permettre une trajectographie précise, cette cohérence doit être assurée d'une manière très rigide .

Une telle réalisation peut-être réalisée à l'aide du schéma suivant:



Appelons  $F_0$  la valeur nominale de la fréquence du V.C.O. Après passage par un étage de multiplication de la fréquence par un facteur  $m$  et amplification dans les étages de puissance ( $A_0$ ) ce signal est émis sur la fréquence  $F_0$  on a donc :

$$F_e = F_0 \cdot m$$

Par une deuxième antenne le système reçoit le signal provenant de la station de mesure. Soit  $F_r$  la fréquence reçue, généralement déjà affectée d'un effet DOPPLER. Après une amplification dans les étages haute fréquence ( $A_r$ ) ce signal attaque un mélangeur alimenté également par le signal V.C.O après multiplication de sa fréquence par  $n$ .

Le battentement fournit un signal sur une fréquence intermédiaire :

$$F_{int} = F_r - F_e$$

Ce signal est amplifié par les étages fréquence "intermédiaire" puis multiplié par un facteur  $n$  et appliqué sur l'une des entrées d'un détecteur d'erreur de phase. L'autre entrées de ce détecteur est alimentée par le signal V.C.O après multiplication par un facteur  $p$ .

La boucle d'asservissement se ferme sur le V.C.O par le filtre passe-bas  $F_{pb}$ .

Nous avons alors :  $nF_{in} = pF_0 = n(F_r - F_e)$  soit encore :

$$npF_0 = pF_0 \cdot n \cdot n (F_r - F_e) \quad \text{ce qui donne :}$$

$$\frac{F_r}{F_0} = \frac{(mn + p)}{n \cdot n}$$

Si par suite du déplacement du mobile, la phase du signal reçu à bord du mobile varie ; cette variation est immédiatement reproduite, au coefficient connu  $\frac{mn}{(mn + p)}$  près par l'émetteur de l'engin.

## -II-<sup>ème</sup> PARTIE

### DETECTION DES DEFAUTS SUR CABLES :

-I-

#### -I- INTRODUCTION :

Une application très intéressante dans la détection des métaux consiste à détecter et localiser les câbles et réseaux enfouis sous terre.

En effet on a toujours besoin de connaître le tracé exact d'une ligne ou d'un câble s'étendant d'un point à un autre sur des distances qui peuvent être très grandes (qqkm).

La détection des câbles ne peut se faire à l'aide de la méthode straitée dans la I<sup>ère</sup> partie pour des raisons de sensibilité.

On utilise donc les ondes électromagnétiques en vue des résultats possibles avec cette méthode.

Une deuxième étape très intéressante consiste à détecter après avoir relevé le tracé d'un câble, les défauts qui peuvent y exister (court circuit, circuit ouvert, infiltration d'eau, etc....).

A CETTE FIN plusieurs recherches ont été effectuées et méthodes expérimentées donnant chacune des résultats fonction des installations et des techniques utilisées.

Nous essayons d'en voir quelques unes sans toute fois entrer dans des détails qui demanderaient beaucoup de temps quant leur étude.

#### -II- PRINCIPE GENERAL.

Il s'agit d'alimenter le câble à tester et à détecter par l'un de ses bouts à l'aide d'un générateur, le câble mis sous tension va se comporter comme une antenne, donc il va rayonner des ondes électromagnétiques sur toute sa longueur.

Sur le sol on détectera à l'aide d'un récepteur le champ émis par le conducteur. En suivant le champ on effectuera le tracé de la ligne.

La présence d'un défaut sur le câble sera mise en évidence par une modification du champ rayonnée à ce niveau (amplitude, direction).

III-GENERALITES SUR LES CABLES.

On considere une ligne sans perte telle que:son schema equivalent est le suivant:



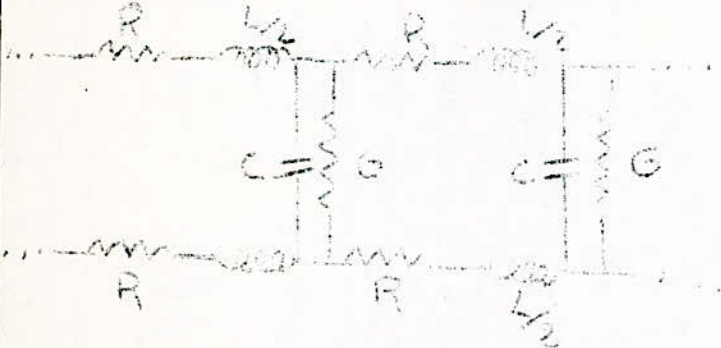
L et C sont les selfs et les capacites reparties.

Son impedance caracteristiques est donnée par  $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$

A-Adaptation d'une ligne:

On dit qu' une ligne est adaptée si la charge placée à son extremité est égale à son impedance caracteristique.

B-Ligne avec pertes ou lignesreelles:



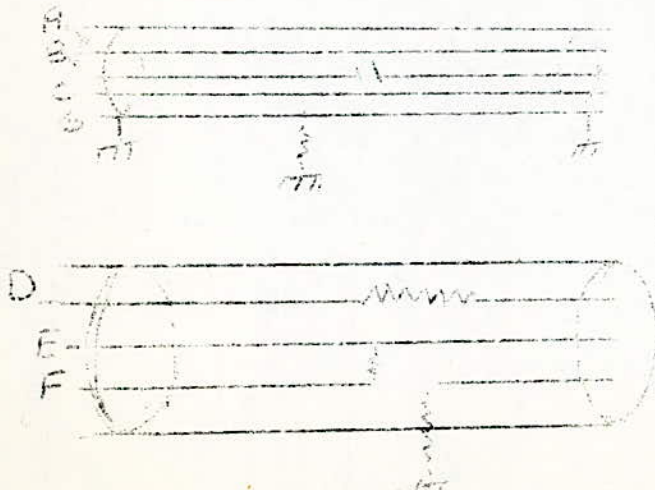
R = Resistance repartie

G = Admittance repartie.

Son impedance caracteristique est donnée par  $Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$

L'introduction d'un defaut au niveau du cable agit sur son impedance.

Voyons maintenant les differentes defauts qui peuvent existés:



A est un bon conducteur.

B circuit ouvert.

C à la masse.

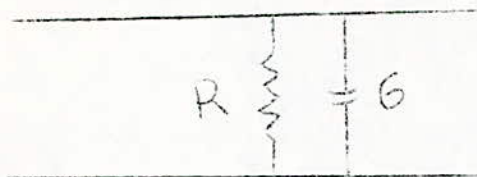
D faute resistive(courant dans les conducteurs en Aluminium)

E COURT circuit

F " " 2éme bout à la masse.

Les fautes les plus courantes sont les circuits ouverts et les court circuit.

C- circuit equivalent d'un défaut:



*Donc l'introduction d'un défaut dans le câble fera varier son impédance, il y aura des adaptations, cela se traduit par une variation du champ rayonné (amplitude, direction)*

Méthodes de localisation de défaut:

1) AC Tracing methode (signal alternatif):

Cette methode est surtout utilisée pour la detection des cables non blindes, on utilise des signaux B.F. qui sont transmis à partir d'un terminal des cables.

Au niveau du défaut le courant emprunte le chemin inverse, donc il y aura changement de l'amplitude du signal, ou de son signe ou les deux à la fois (fonction du défaut). On detectera avec le recepteur le champ magnetique tout autour de l'axe du cable.

Cette methode est surtout utilisée pour tracer le chemin exacte d'un cable enfouis ou d'une conduite.

La frequence des signaux émise sera choisie de manière à rendre négligeable les interferences dues aux harmoniques et à la presence d'autres cables sous tensions,

Le signal de traçage peut être appliqué entre le conducteur et la masse (la terre).

Le signal de retour au niveau de défaut est dissipé à travers la terre.

Ceci réduit la portée du champ électromagnétique.

La detection du signal rayonné par le cable peut être gênée par l'existence d'autres conducteurs (conduite, rails, blindages....)

En effet il y aura un couplage // entre ces conducteurs et le cable sous test. Il aura ainsi variance de la direction du champ et de son amplitude

Ceci donnera donc des resultats qui pourront être fauts.



Les resultats obtenus par cette methode sont surtout fonction du defaut qui ne doit pas depasser 50 KOhm pour la detection électromagnétique on utilise generaloment des generateurs qui fournissent des puissances de 50W.

## 2) DC Tracing méthode ( signal continu):

On utilise aussi des signaux de courant continu sous des formes variées qui sont fonction des instalations.

Comme dans la methode précédente on envoie à partir d'un terminal un <sup>terminal</sup> courant continu, constant ou periodiquement interrompus(impulsion) le long du cable à tester .

Au point du defaut le courant emprunte le chemin inverse.

Il aura comme précédement des changements de l'amplitude ou (et) du signe.

Un point positif par rapport à l'autre methode réside dans le fait que la puissance reçue est plus grande donc les resultats seront plus précis mais des difficultés surgissent de la génération de tension continue élevée 1000 V pour (100mA).

## 3- Detecteur Electromagnétique:

Le detecteur électromagnétique mesure le module du champ magnétique qui resulte quand une partie du signal transmis retourne à l'envers la terre et une partie retourne par le blindage quand il existe sauf pour un AC signal. Il detecte aussi , les directions et le courant dominant I Comme c'est indiqué sur la fig1.

Le detecteur consiste en une bobine appropriée (pickup), connectée à un recepteur muni d'un appareil de mesure et pour une frequence audio d'un H.P. ou un ecouteur.

Pour un volume audible le traçage correspond à choisir une frequence et l'appareil de mesure maintient une variation continue dans la même direction. Il est conseillée de mettre sur la terre une large bobine pour le traçage du cable.

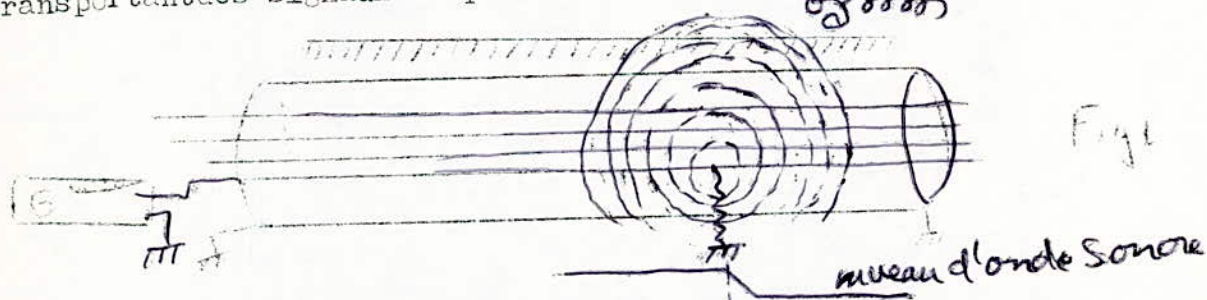
Malheureusement avec les cables gainés séparément, la plus part des courants retourne<sup>nt</sup> par la terre sont ceux au conducteurs amenant le signal et ceci rejette le signal.

Pour cela le detecteur electromagnetique travail mieux avec les conducteur non gainés. Avec des multiconducteurs, avec une seul gaine, le defaut est localisé avec une perte due à l'exentricité le niveau du signal est doté d'une erreur.

Avec des gaines non métalliques le defaut est localisé par perte du signal. Pour un conducteur unique, le defaut est localisé ~~par~~ssi le signal disparaît complètement.

L'utilité du détecteur dépend de sa sensibilité de base, et de l'adaptation de l'appareillage en fonction des signaux et du gain recherché. Dans des conditions favorables il est possible de localiser des defauts avec une précision de (qq feets). *quelques pieds; (pied ≈ 33cm)*

Quand on utilise des écouteurs il faut prévoir un recepteur d'un etage pouvant detecter les variations de tonalité et des filtres pour elminer les interferences (eventuelles dues à la presence d'autres cables transportant des signaux de puissances "cables d'energie")



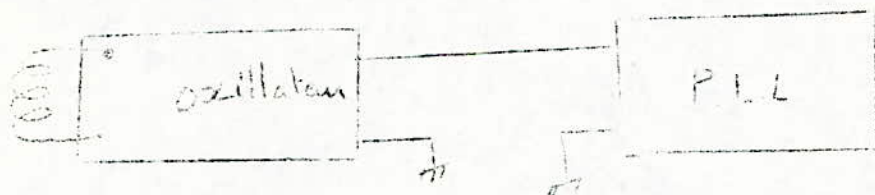
Nous avons essayé de juneler la detection des cables par rayonnement d'ondes electromagnétiques et la detection des masses métalliques par variation de la self d'un oxillateur de recherche (1ere partie).

On a donc essayé de voir quels changements apportés au montage donneront des resultats quant à la reception d'ondes electromagnétiques. En effet la P.L.L. peut être utilisée comme démodulateur de fréquence comme on la vu précédement. Donc il restera à voir uniquement comment introduire un circuit accordé et un amplis H.F pour realiser un recepteur F.M.

## CONVERSION DU MONTAGE EN RECEPTEUR F.M.

Nous avons vu que notre détecteur demétaux utilisait un oscillateur de tête contenant une self de recherche suivi d'une P.L.L. qui transformait les variations de fréquence de cet oscillateur en  $x$  variations de tension proportionnelles. La P.L.L. JOUANT ainsi le rôle d'un démodulateur de fréquence asservi.

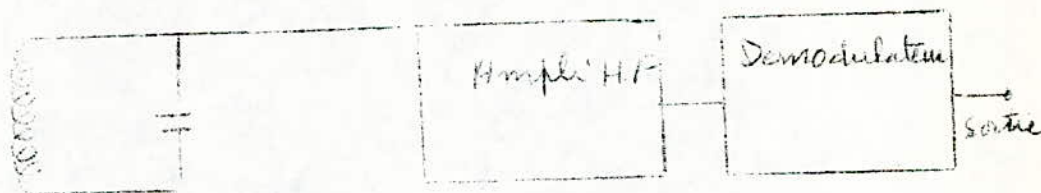
Le schéma de principe étant le suivant:



Pour réaliser un récepteur F.M. il nous faut un circuit accordé sur la fréquence à recevoir, (sur l'antenne), amplifier le signal recueilli, le démoduler.

Pour la partie démodulation on a vu la possibilité de l'utilisation de la P.L.L. en démodulateur F.M. Reste donc la réalisation du circuit d'antenne et l'ampli H.F.

Le schéma d'un récepteur F.M. étant le suivant:

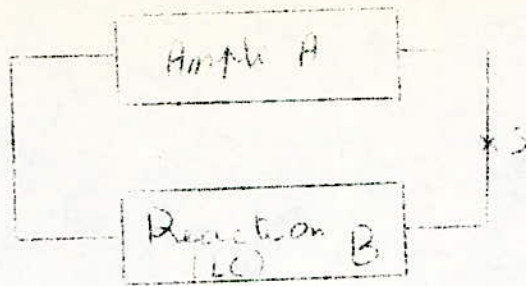


Pour pouvoir utiliser notre montage détecteur en récepteur de champ F.M.

il suffira de convertir l'oscillateur en amplificateur accordé.

0

Or le schéma d'un oscillateur peut se mettre sous la forme:



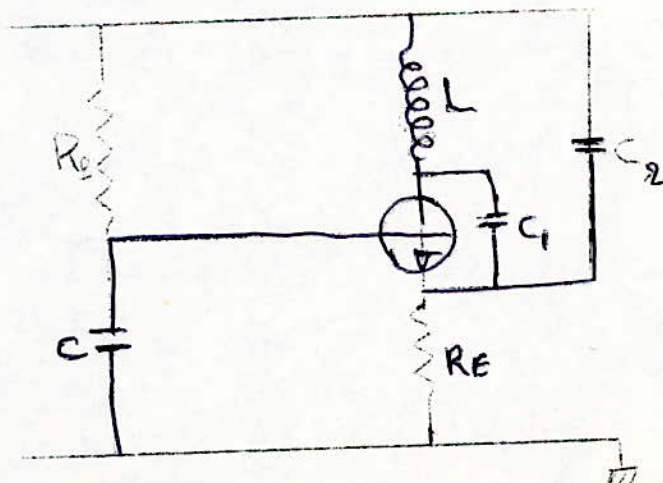
On ramène une fraction du signal de sortie de l'ampli A par une boucle de réaction B à son entrée. La boucle de réaction est constituée du circuit accordé (LC). Ce circuit est réglé pour osciller sur 100 kHz. Si maintenant on ouvre la boucle au point S nous aurons la configuration suivante:



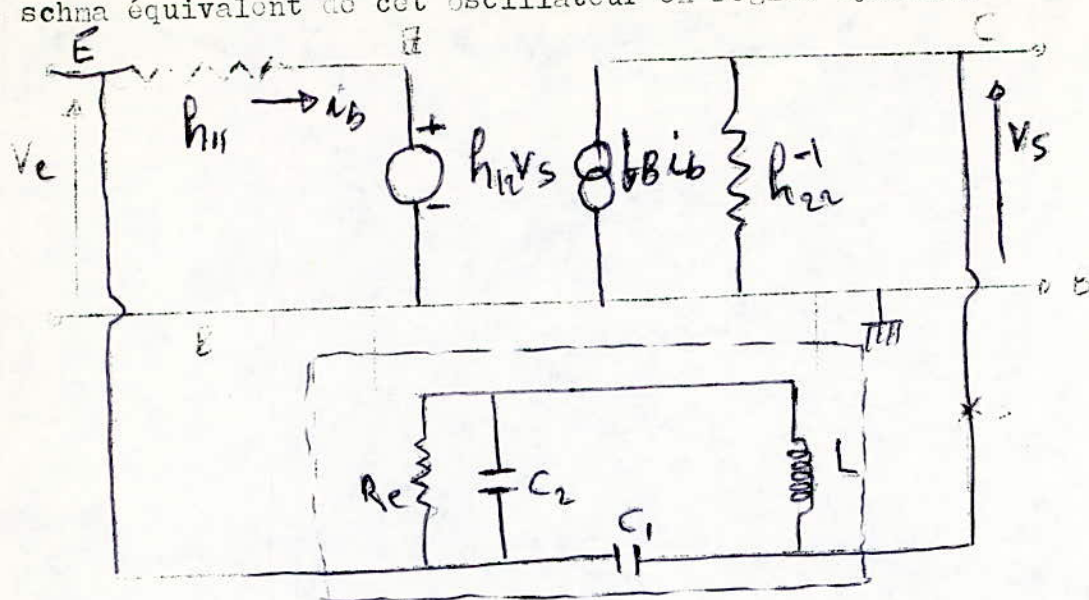
Ceci n'est autre qu'un ampli accordé sur la fréquence d'accord du circuit oscillant LC (à savoir 100 kHz pour notre cas).

Voyons maintenant plus en détail cette conversion sur notre oscillateur.

Le schéma de notre oscillateur est le suivant:



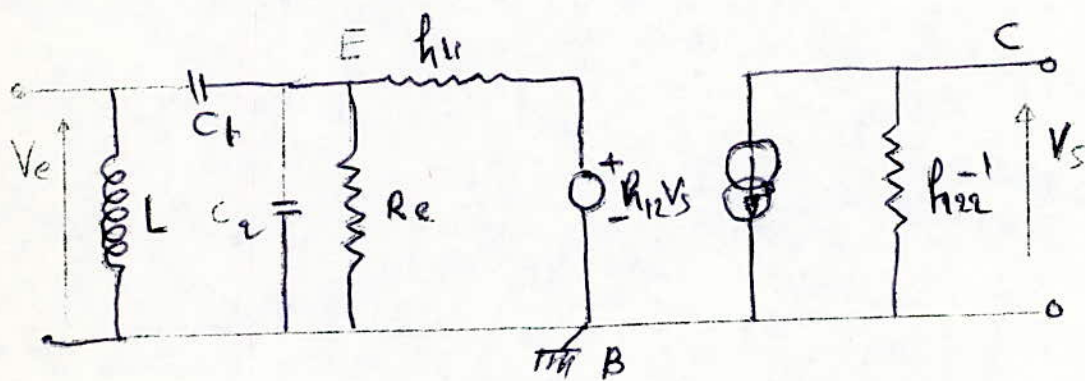
Le schéma équivalent de cet oscillateur en régime dynamique est le suivant:



Nous distinguons bien l'ampli et la boucle de réaction constituée de L, C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, et Re; les h<sub>ij</sub> sont les paramètres hybrides en B.C.

Si nous ouvrons maintenant au point S.

Le schéma deviendra:

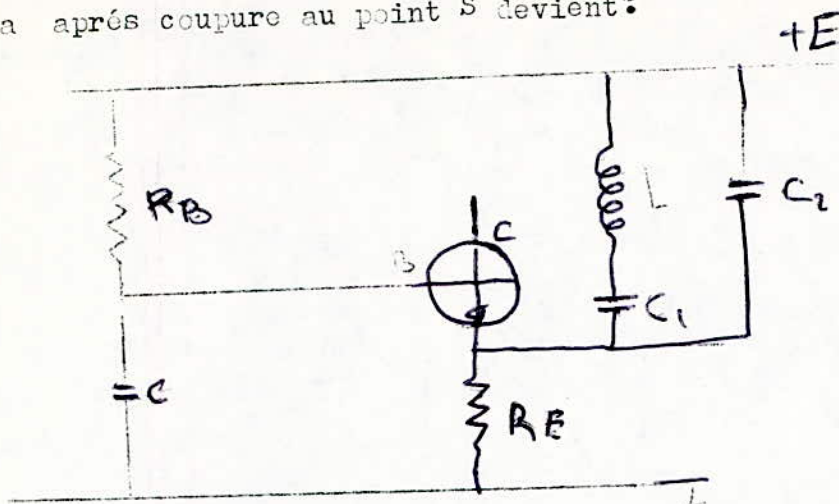


Donc à partir de ce schéma que la tension d'entrée est prise par le bobineur et la tension de sortie est prise sur le collecteur.

Dans le cas où le circuit oscillant constitue une antenne. La tension d'entrée n'est autre que la tension incidente dans le bobinage par le champ électromagnétique.

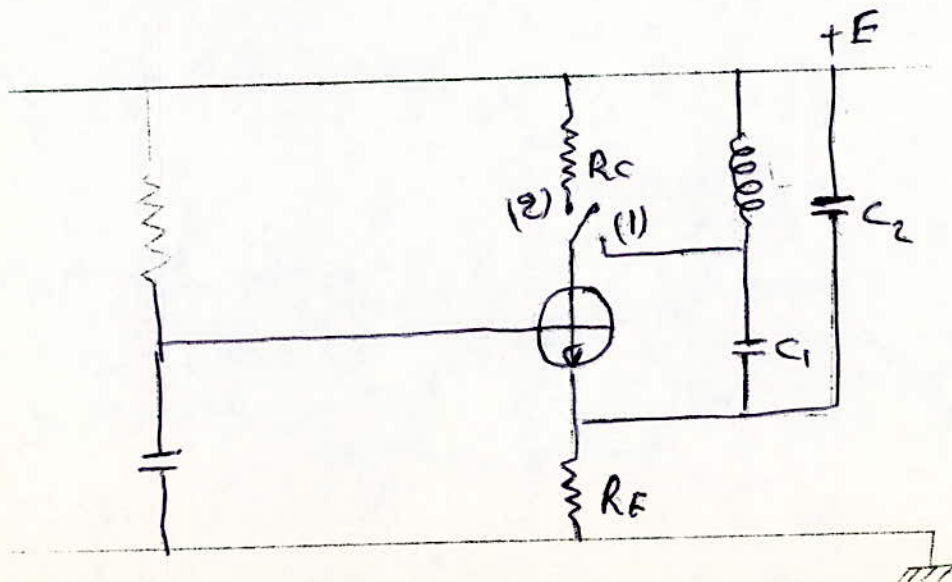
Voyons maintenant du point de vue statique et pratique comment effectuer cette transformation .

Le schema après coupure au point S devient :



ON voit que le collecteur reste " en l'air ". MAIS du point de vue statique le transistor ne peut fonctionner. DONC il faut prévoir une résistance  $R_c$  au collecteur . Cette même résistance ne doit pas être présente lors du fonctionnement du montage en oscillateur . Cette combinaison et ce fonctionnement sera assuré par l'utilisation d'un simple interrupteur qui sur une position 2 en amplificateur accordé sur une position 1 mettra le fonctionnement en oscillateur .

ON schematise ceci par :



## VI CONCLUSION:

Les circuits utilisant une P.L.L. sont de plus en plus nombreux aussi bien dans le domaine professionnel que dans le grand public. En effet réalisée en circuit intégré, la P.L.L. se trouve très simple et donnant des résultats remarquables dans le domaine de l'asservissement en fréquence;•

Quant à la détection des métaux, l'avenir s'annonce très prometteur. En effet des expériences utilisant une conversion du radar existant déjà pour la détection des masses ou gisements métalliques à des profondeurs assez grandes.

Le principe d'une telle méthode se base sur l'étude de l'onde écho réfléchi par un corps métallique.

On voit surgir immédiatement un problème, à savoir, comment éliminer ou reconnaître l'onde émise par le sol et celle du métal.

Pour cela toute la technique du RADAR est utilisée.

D'autre par le signal émis, sa fréquence; son spectre, le type de modulation (compression d'impulsion à l'émission et décompression à la réception) sont les principaux facteurs déterminants la sensibilité et le rendement d'une telle méthode.

L'onde écho subit à la réception une analyse spectrale à l'aide de corrélateurs et de filtres qui permettent de donner le taux d'absorption de chaque harmonique de la fréquence d'émission. Cette absorption donne une indication sur la densité métallique. L'harmonique absorbée ou atténuée pourra donner une information sur la nature du métal.

La distance (profondeur) est quant à elle mesurée comme dans la technique RADAR par la mesure du temps de propagation de l'onde émise et réfléchi.

Il est évident que la réalisation d'un tel détecteur est très complexe et il est sujet à plusieurs facteurs nuisibles parmi eux : le sol et la complexité de ses couches , les interférences , les durées très faibles de propagation , l'atténuation de l'onde écho ...

Cela se traduit par la nécessité de circuits très complexes et aptes à faire face à tout ces problèmes .

D'autres techniques commencent à prendre jours avec l'utilisation des infrarouges et des lasers surtout dans le domaine de l'analyse spectrale des corps .



TABLES DES MATIERES

- INTRODUCTION .....pI

I.PRINCIPE GENERAL .....p 2

II.PROBLEMES.....p2

III.METHODES DE DETECTION .....p3

    A.METHODE DE BATTEMENT .....p3

    B.VARIANTE A CIRCUIT EQUILIBRE .....p5

    C.DETECTEUR DE METAUX A P.L.L .....p9

        1° .PRINCIPE .....p9

        2° .ETUDE ET FONCTIONNEMENT .....p10

            2.a.Etude de l'oscillateur .....p12

            2.b.Etude de la mise en forme .....p17

            2.c.Ampli D.F .....p20

            2.d.Etude de la P.L.L .....p22

                2.d.1. Introduction .....p22

                2.d.2. Principe general .....p22

                2.d.3. Fonctionnement ?.....p24

                2.d.4. Etude et role du filtre passe-bas .....p28

                2.d.5. Optimalisation des paramètres de la P.L.L ...p32

                2.d.6. Comparateur de phase .....p34

                2.d.7. V.C.O .....p43

            2.e. Ampli- différentiel .....p55

IV.RESULTATS PRATIQUES .....p61

V.QUELQUES APPLICATIONS DE LA P.L.L .....p63

    1) FILtre Suiveur.....p63

    2. Translation de Fréquence.....p63

    3. Synthetiseur de Fréquence.....p66

    4. DETecteur M.A .....p67

    5. Repondeur Coherent.....p68

II

DETECTION DES CABLES ET DES DEFAUTS.

I. Introduction .....p70

II. Principe Général .....p70

III.Généralité sur les cables .....p71

IV. Methodes de localisation des defauts.....	p72
A/ A.C. Tracing .....	p72
B/ D.C. Tracing .....	P73
C/Detecteur Electromagnetique.....	p73
V.    COnversion du montage .....	p75
VI.  Conclusion .....	p79

BIBLIOGRAPHIE.

- I. Principes et Applications Des Circuits Intégrés Linéaires.  
Par: ~~CHARLES~~ H. LILEN.
- II. Schéma D'electronique  
Par: ~~CHARLES~~ J. MORNAND.
- III. Industry Applications (July/August 1973 Volume IA- 9) No 4  
Par: ~~CHARLES~~ A. MALONEY.
- VI. Electronique Application ( ALEUM 1977)
- V. Revue Haut Parleur No- 1598( Avril 1977);  
No\_1416(Aout 1973).
- VI. Toute L'electronique: Mars 1977.