

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

2er

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE



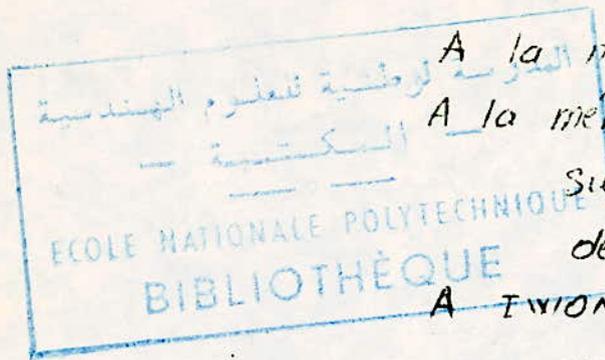
PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET : MISE A POINT DE CINQ BANCS  
DE MANIPULATION EN TÉLÉCOMMUNICATION

PROPOSE PAR : M<sup>r</sup> P. SINTES  
Chargé de Cours à l'ENPA

REALISE PAR : GHEFFAR Rabah  
BOUDISSA Amar  
BOUARAB Messaoud

# Dédicaces



A la mémoire de mon père

A la mémoire de ma mère qui a  
su me laisser le meilleur  
des souvenirs.

A TWIONA : Dla moja sama  
koza, dek od zyc' Kochana TWIONA

A AZOUANU : Dla AZUTA i JEYO  
Kochana zona Renata.

Rahah. G.

A mon père

A ma mère

A mes frères et sœurs

A tous ceux que j'aime.

Amat. B

A ma mère

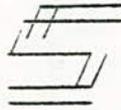
A mes amis.

Hessoud. B.

R E M E R C I E M E N T S

Nous tenons particulièrement à remercier MONSIEUR PHILIPP SINTES  
pour sa précieuse contribution et l'efficacité avec laquelle  
il a su diriger notre travail.

Nous remercions aussi toutes les personnes qui nous ont aidés  
en particulier AEK et AMER



S O M M A I R E .

---

I N T R O D U C T I O N .

- I - LES OSCILLATEURS .
  - II - LE CHANGEMENT DE FREQUENCE .
  - III- LA MODULATION-DEMULATION A.M
  - IV - LA MODULATION-DEMULATION F.M
  - V - LE CIRCUIT P.L.L
- C O N C L U S I O N .
-

## I N T R O D U C T I O N

Le but de notre projet est de réaliser quelques bancs de manipulation utilisés en radio tels:

Le changement de fréquence

La modulation et demodulation A.M.

La modulation et demodulation F.M.

Les oscillateurs

Le P.L.L.

Ce travail consiste à rénover le laboratoire du module FEN 175 donc, nos réalisations doivent surtout présenter un aspect pédagogique. Le manipulateur ne devra pas rencontrer de difficultés pour effectuer les mesures nécessaires pour l'étude de chaque étage cité ci-dessus;

Une étude théorique de chaque manipulation est jointe avec une notice de T.P.

---

---

## LES OSCILLATEURS.

### 1- GENERALITES.

Un oscillateur sinusoïdal est en général, constitué par :

- Un amplificateur
- Un réseau de réaction ramenant à l'entrée une fraction du signal de sortie. Voir fig a et b

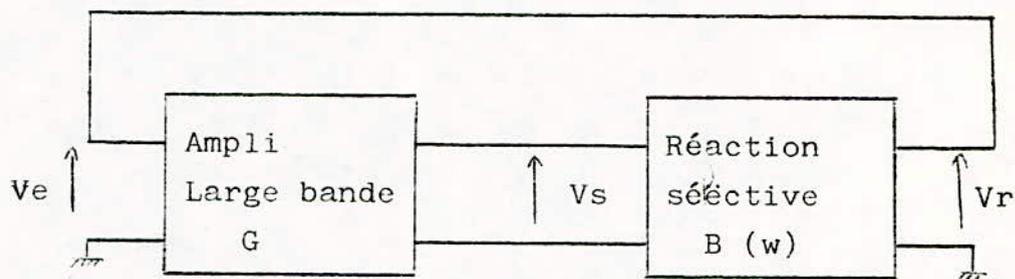


fig - a

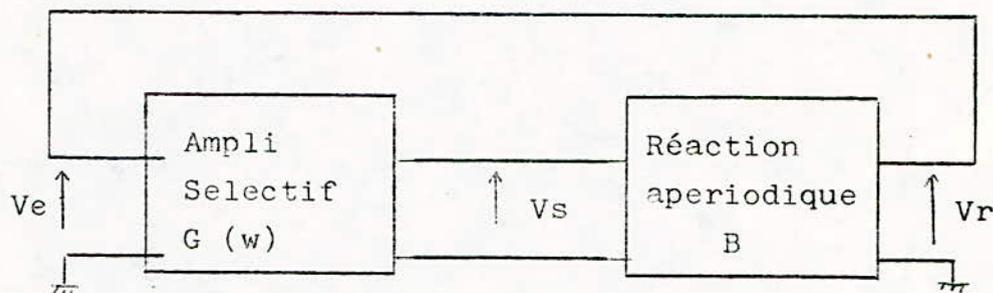


fig - b

Le système bouclé doit-être conçu de telle sorte que, pour une seule fréquence  $f_o$ , la tension  $V_r$  à la sortie du réseau de réaction soit égale exactement en amplitude et en phase à la tension d'entrée  $V_e$  de l'amplificateur. Pour que cela soit possible le système doit posséder un filtre sélectif et, on peut, de façon schématique, décomposer les oscillateurs en 2 Catégories :

- \* Ceux du 1<sup>er</sup> type (fig a) utilisant un amplificateur large bande (gain  $G$  constant dans une grande gamme de fréquences) et un réseau de réaction sélectif (atténuation  $B(w)$  dépend de la fréquence).
- \* Ceux du second type (fig-b) auront un amplificateur sélectif ( $G(w)$  varie avec la fréquence) et un réseau

apériodique (B(w) constante).

La Condition d'oscillation s'écrit donc/

$$V_e = V_r \longrightarrow G B(w) = 1.$$

ou  $\angle G(w) = 0$   
en module et en phase.

Cette condition peut s'interpréter simplement en ces termes: il existe une fréquence  $f_0$  pour laquelle le gain fourni par l'ampli est exactement compensé par l'atténuation apportée par le réseau de réaction; d'autre part pour cette fréquence  $f_0$ , le changement de phase total apporté par l'ensemble atténuateur - Amplificateur est nul.

1 - OSCILLATEUR A REACTION SELECTIVE.

On peut considérer dans cette catégorie les oscillateurs à pont de Wien et ceux à réseaux déphaseur. Le réseau de réaction est constitué dans ce cas par une association de résistances et de condensateurs (fig - 1,2,3 ) .

2 -1- Réseau non déphaseur

Pour le réseau à pont de wien, on peut montrer que pour la fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad \text{fig - 4}$$

La tension  $V_r$  est en phase avec la tension  $V_s$

$$\angle \phi(f_0) = 0$$

et l'atténuation vaut :

$$\frac{V_r}{V_s} = B(f_0) = \frac{1}{1 + \frac{R_1 + C_2}{R_2 C_1}}$$

En associant à ce réseau un ampli non déphaseur de gain

$$G = \frac{1}{B(f_0)}.$$

et en rebouclant le système (fig 4), on obtiendra un oscillateur de fréquence  $f_0$  (à condition que la résistance d'entrée de l'ampli,  $R_e$ , soit très grande devant  $R_2$  et que sa résistance de sortie  $R_s$  soit très petite devant  $R_1$ ).

## 2- 2- Réseau déphaseur.

On peut obtenir un déphasage de  $\pi$  entre  $V_e$  et  $V_s$  en utilisant une cascade de cellules - R C. On montre que :

. Pour le réseau à condensateur en tête (fig-2), la fréquence  $f_0$  pour laquelle le déphasage de  $\pi$  se produit est:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{6}} , \quad (\psi(f_0) = \pi).$$

l'atténuation vaut alors :

$$\frac{V_r}{V_s} = B(f_0) = \frac{1}{29}$$

. Pour le réseau à résistance en tête (fig.3)

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi R_e}$$

$$B(f_0) = \frac{1}{29}$$

$$\psi(f_0) = \pi.$$

En utilisant donc un ampli déphaseur de gain  $G=29$  et en rebouclant le système (fig.5). on obtiendra un oscillateur de fréquence  $f_0$  ( à condition que  $R_e \gg R$  et  $R_s \ll R$

## 3 - OSCILLATEUR A REACTION APERIODIQUE

On utilise dans ce type d'oscillateur un amplificateur sélectif (c'est à dire dont le gain varie avec la fréquence) et en guise de réaction un atténuateur aperiodique (tout au moins en première approximation); suivant la fréquence désirée on peut choisir des montages à résistance - capacités ou bien à self-capacités.

### 3 - 1 - Amplificateur sélectif à double T.

On peut réaliser un amplificateur passe-bande assez sélectif en effectuant sur un amplificateur (de grande résistance d'entrée) une contre réaction à l'aide d'un double T (fig.6). En effet, le taux de contre-réaction dépend beaucoup de la figure et en particulier, à la fréquence : (fig.7).

$$f_0 = 1/2\pi RC$$

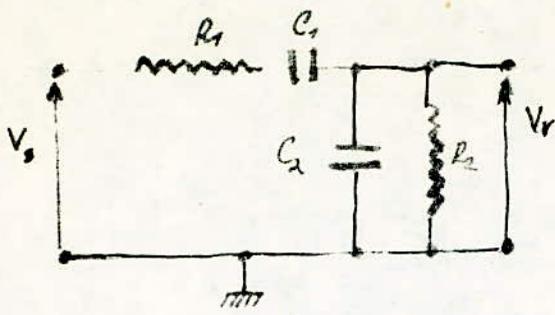


figure - 1

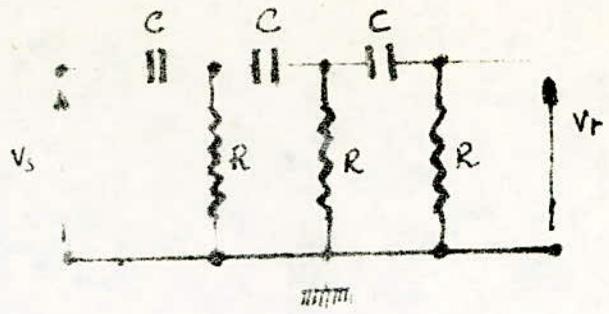


figure - 2.

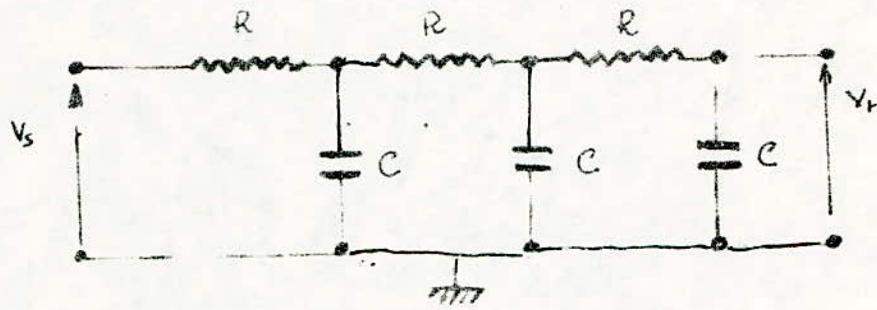


figure - 3

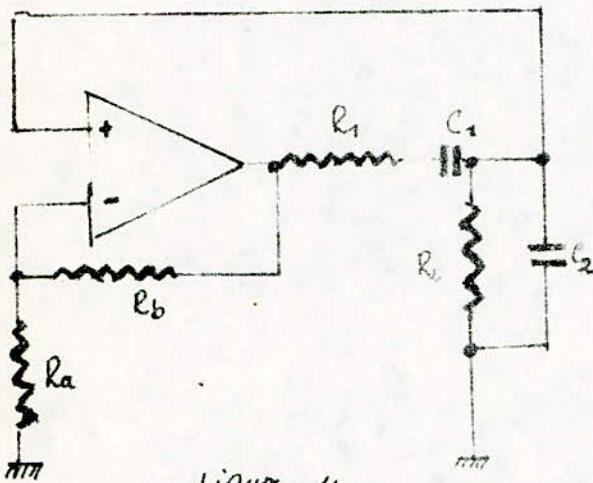


figure - 4

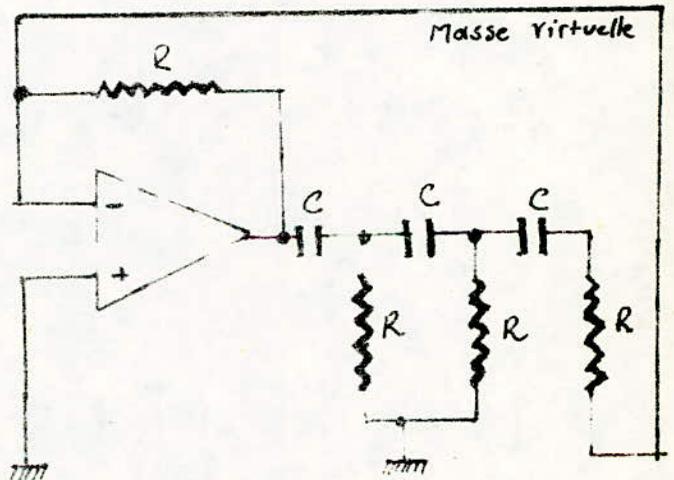


figure - 5

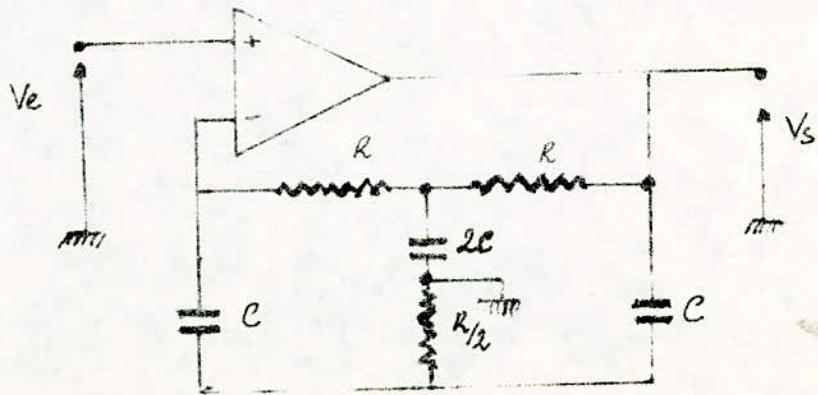


figure - 6

Le double T ne transmet quasiment aucune tension de contre-réaction si bien que le gain de l'ampli est maximum et vaut:

$$G(f_0) = A.$$

Où A est le gain de l'amplificateur sans-contre-réaction. D'autre part, à cette fréquence  $f_0$ , le déphasage entre l'entrée et la sortie est nul.

Si l'on emploie un  $\phi(f_0) = 0$ .

... amplificateur opérationnel, son gain en boucle ouverte A est très grand et sa fréquence de coupure très basse. Ceci signifie qu'à la fréquence  $f_0$  l'amplificateur peut introduire un déphasage.

On peut, pour diminuer le gain et augmenter la fréquence de coupure de l'amplificateur, utiliser un amplificateur opérationnel avec contre-réaction comme celui encadré dans la fig-9. dans ce montage, le gain à la fréquence  $f_0$  est :

$$G(f_0) = 1 + \frac{R'_2}{R'_1}$$

### 3 - 2 Amplificateur sélectif à circuit-bouchon.

Si l'on désire obtenir un signal de fréquence plus élevé, un amplificateur sélectif à CO est tout indiqué. En chargeant le collecteur d'un transistor avec un CO, on obtient un ampli sélectif de gain maximum pour  $f_0 = 1/2 RC$  (fig. 10 11,12). Pour prélever une fraction de la tension de sortie sans amortir le CO, on aura recours à un diviseur capacitif ou selfique (figure 13 et 14). Si l'on ne tient pas compte de la charge apportée par l'impédance d'entrée du transistor l'atténuation apportée est indépendante de la fréquence dans le cas du diviseur capacitif :  $B = C_1 / C_1 + C_2$  ; Comme d'autre part aucun déphasage n'est introduit, on devra choisir un ampli non déphaseur pour réaliser un oscillateur Colpitts, ou Hartley si l'on utilise la prise selfique (15 et 16). Dans le cas du Hartley les formules sont aussi simples dans l'hypothèse où l'on peut négliger la mutuelle induction entre les deux bobines.

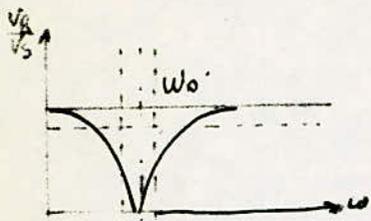


Figure - 7

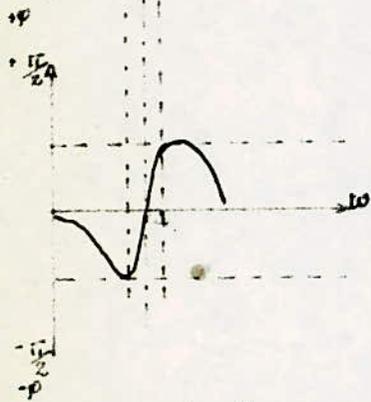


Figure - 8

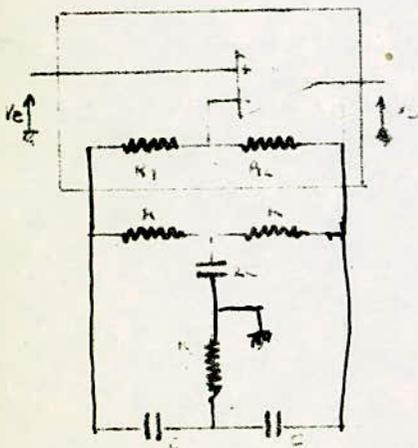


Figure - 9

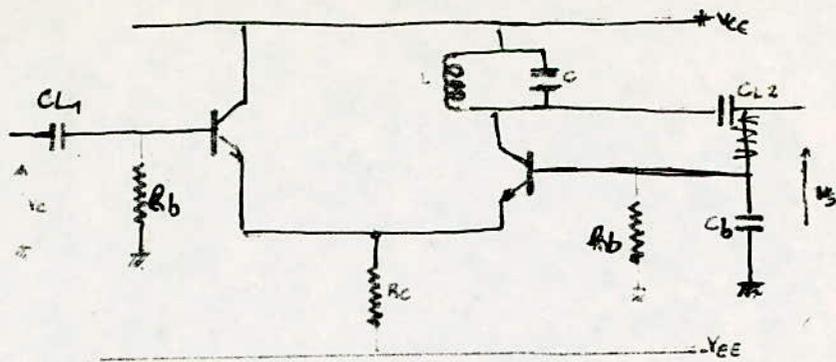


Figure 10.

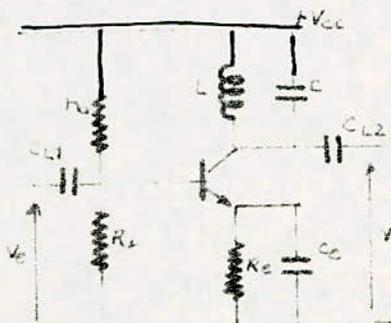


Figure - 11

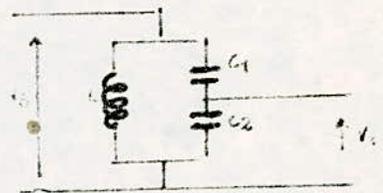


Figure - 12

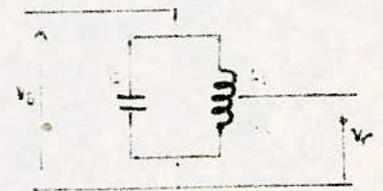


Figure - 13

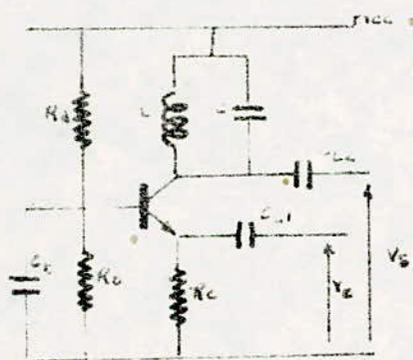


Figure - 14

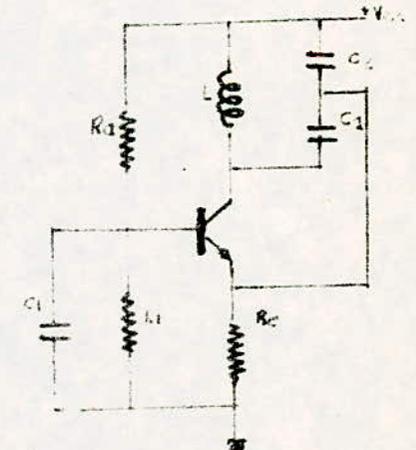
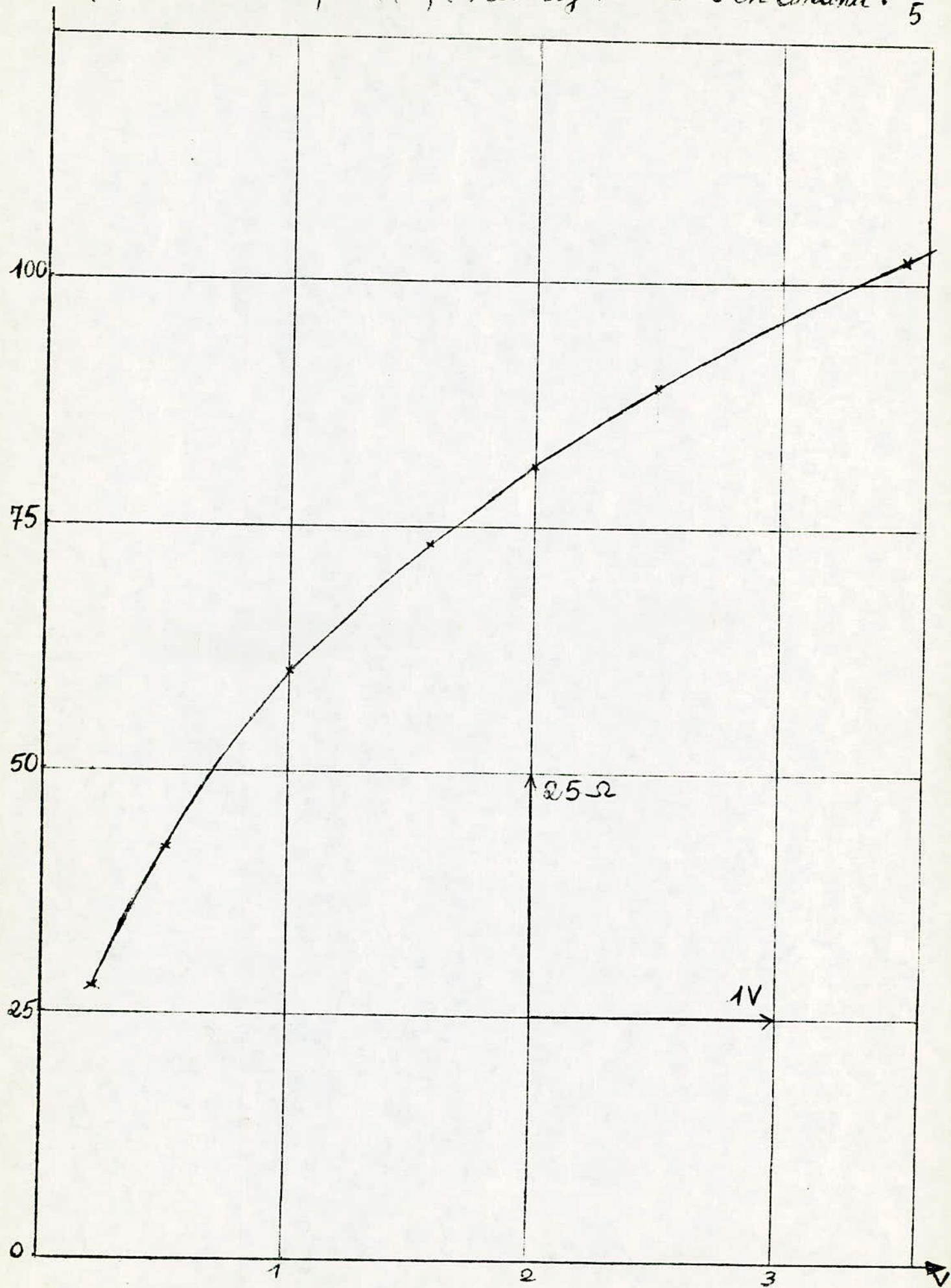


Figure - 15

$R(\Omega)$  Caractéristique  $R=f(V)$  du voyant relié en continu. 5



#### 4. AMPLITUDE DES OSCILLATIONS

Pour que l'oscillateur démarre dès la mise sous tension, le gain de l'amplificateur devra être assez grand pour que :  $B.G > 1$  . La composante de fréquence  $f_0$  du moindre signal parasite apparaissant à l'entrée du système est amplifiée après la traversée de l'amplificateur et du réseau de réaction. Des oscillations dont l'amplitude croit exponentiellement prennent alors naissance. Pour limiter la croissance de ce signal avant l'écrêtage, il est nécessaire que le gain de l'ampli diminue avec l'amplitude de sa tension d'entrée. C'est le cas dans la plupart des amplificateurs du fait de la non linéarité de leur caractéristique. La figure 15-4 donne un exemple des variations de la tension  $v_s$  d'un ampli en fonction de  $v_e$ . En dehors des zones extrêmes, cette caractéristique présente une certaine courbure. Pour des signaux  $v_e$  de faible amplitude, on peut assimiler la courbe à sa tangente et l'on a :  $v_s = G.v_e$  . Le fonctionnement est linéaire. Pour des signaux d'entrée plus importants, la courbure est trop affirmée pour que l'on puisse confondre celle-ci avec une droite.  $v_s$  est donc distordue et son amplitude est :  $v_s = G'.v_e$  (  $G' < G$  ) si la courbure a le sens de la figure 15.a. Si l'on utilise un tel ampli pour réaliser un oscillateur avec  $B.G > 1$  , le système demarrera mais au fur et à mesure que l'amplitude du signal d'entrée augmentera, le gain diminuera et l'amplitude du signal se stabilisera à une valeur  $v_{e0}$  (pour la fréquence  $f_0$ ) quand :  $B.G(v_{e0}, f_0) = 1$  . Si au départ la condition BG n'était pas très éloignée de 1  $v_s$  sera loin de l'écrêtage. De toute façon, la sélectivité du réseau de réaction élimine, en principe, toute distorsion. Lorsque l'on utilise des amplificateurs opérationnels avec contre réaction, la caractéristique de ces amplis peut être très linéaire et l'on est souvent obligé, pour stabiliser l'amplitude des oscillations, d'ajouter des éléments non linéaires comme des diodes ou des lampes incandescentes (figures 16-4 et 17) ou de réaliser un contrôle automatique de gain (figure 18).

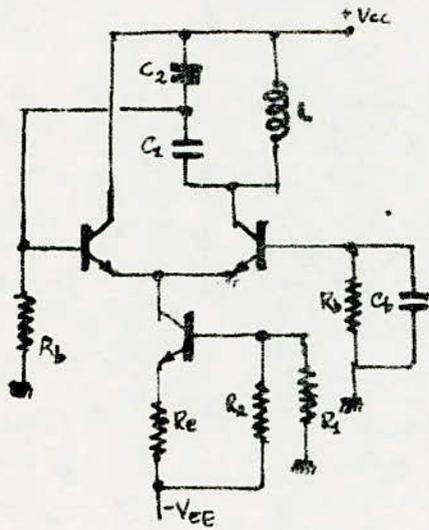


Figure 16

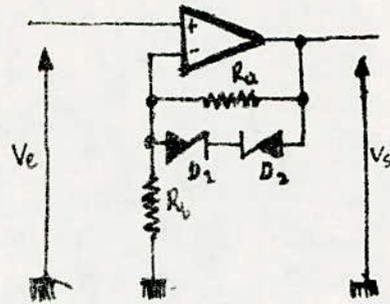


Figure 16-a

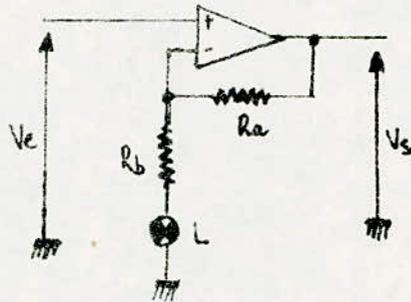


Figure - 17

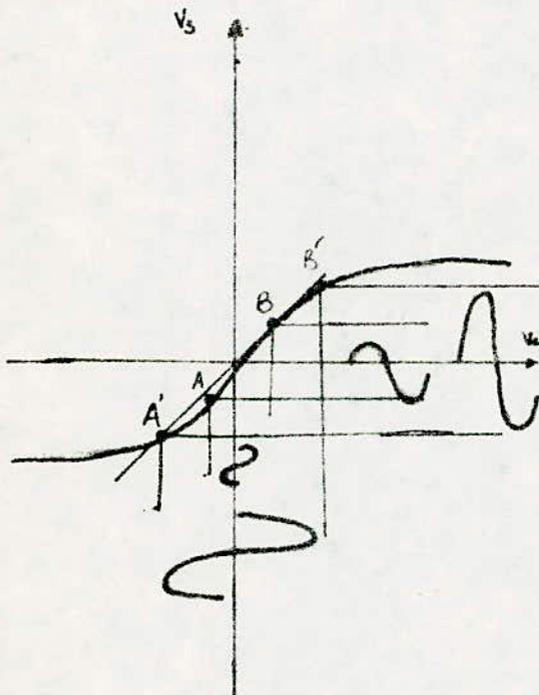


Figure 15-a.

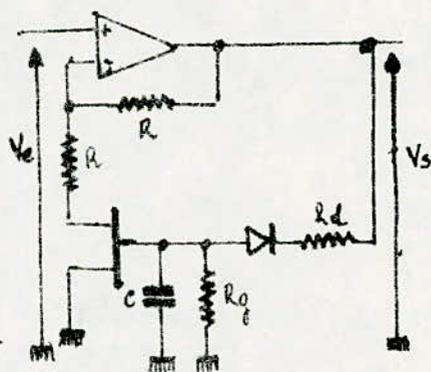


Figure - 18.

5. PREPARATION

5-1 - Oscillateur à pont de Wien

a- A l'aide de la Caractéristique  $R_1 = f(v)$  du voyant (page 5) relevée en continu, déterminer la valeur de la résistance  $R_2$  de façon à obtenir  $V_s \text{ eff} = 4,5 \text{ volts}$ .

b- déterminer  $R_E$  de façon à ce que l'oscillateur puisse délivrer cette tension lorsque  $R_u = 1 \text{ K}\Omega$  ( $V_{AL} = \mp 15 \text{ volts}$ )

5-2- Oscillateur Colpitts

Calcul d'un oscillateur Colpitts (schéma de principe donné en figure 19). L'étude théorique d'un tel oscillateur a été faite en régime linéaire (classe A).

données:

$f_o = 500 \text{ khz}$        $P_s = 1 \text{ mW}$        $V_s = 6 \text{ velle}$  *crit a crité sur une charge*  
 $R_u = 4,5 \text{ K}\Omega$

En classe 1  $\eta_{\text{max}} = 50\%$  : compte terme des puissance mises en je le rendement n'est pas un problème primordial , on pourra admettre  $\eta = 10\%$  donc  $V_{CE} \cdot I_C = 10 \text{ mW}$

a - Choix du transistor.

$f_o = 500 \text{ khz}$  :  $P_d = 10 \text{ m W}$ , on prendra un transistor à faible dis... et à faible bruit : un 2N 930 (ou 2N 2222).  $h_{21e} = h_{21r} = 40$ ,  $f_T = 30 \text{ MHz}$ ,  $P_{tot} = 300 \text{ mW}$   
 $V_{CE0} = 1,5 \text{ velle}$  ;  $V_{CE \text{ sat}} = 1 \text{ volt}$ .

b- Point de repos

en régime statique on a  $V_{CE} = \frac{5}{6} \cdot E$

Calcul de  $I_C =$

$R_E =$

$R_1 =$

$R_1 + R_2 =$

$R_2 =$

c- Etude en régime dynamique

$R_u = (V_{CE} - V_{CE \text{ sat}}) / I_C =$        $Q_L = 20$

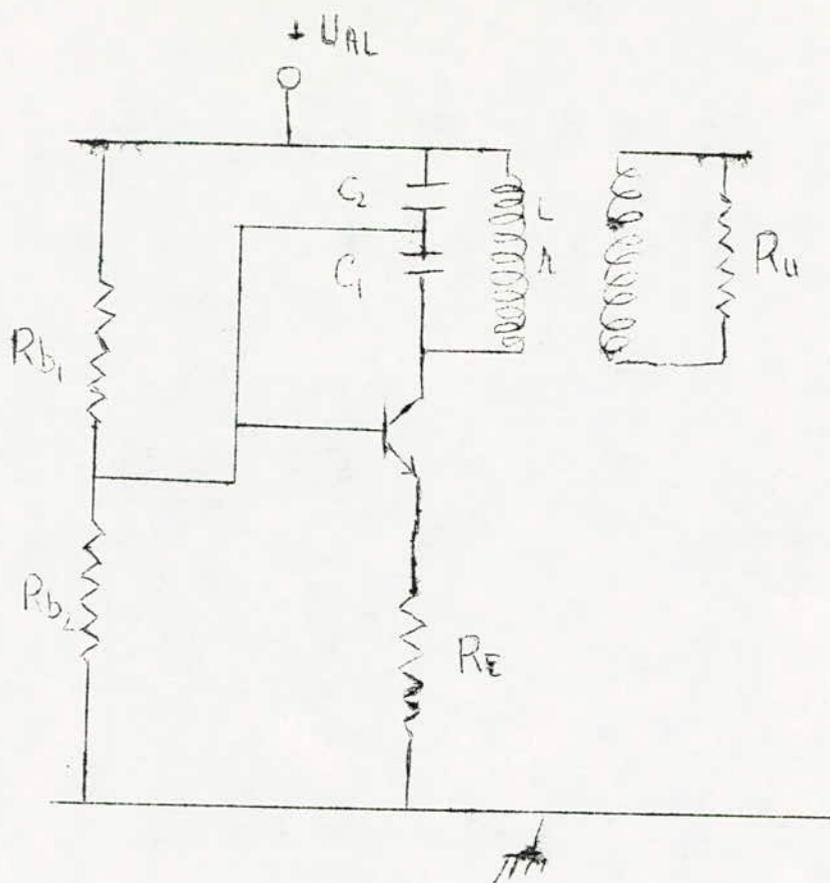


FIGURE 19

$L\omega_c =$   $L =$

Déjà :  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} =$

Pour adapter la résistance d'utilisation  $R_u$  à la résistance dynamique optimale  $R'_u$ , du transistor, on utilisera un enroulement secondaire de  $N_2$  spires telles que  $(N_2/N_1)^2 = R_u/R'_u$  avec  $N_1$  spires au primaire.

d- Calcul des capacités  $C_1$  et  $C_2$ .

On supposera  $C_2 \gg C_1$  alors  $P_{acc} \approx (h_{fe} h_{ie}) (1 + \frac{C_2}{C_1}) \frac{C_1 \omega_c}{\phi}$   
 $\Rightarrow P_{acc} = (h_{fe} h_{ie}) (1 + \frac{C_2}{C_1}) \frac{1}{R_u}$   $R_p = R_{b1} // R_{b2}$

avec  $h_{ie} = (h_{FE} + 1) / I_C$  donc =

On prendra  $P_{acc} = 30$  mW  $C_2/C_1 =$   $d C_1 = ?$   $C_2 = ?$

L'hypothèse  $C_2 \gg C_1$  est elle vérifiée ?

A fin de rester en régime linéaire il faut que  $V_{em} < \frac{E}{10}$   
 est-ce vérifié ?

c - Stabilité en fréquence

En possession de toutes les données de l'oscillateur, vérifier que la fréquence des oscillations dépendra peu de la charge, c'est à dire :

$$\frac{f}{2\pi f} \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \sim \frac{R_u}{2\pi f R_T} \frac{C_1}{C_2} \ll 1$$

f- faite le schéma équivalent de la figure donnée et déterminer la fréquence des oscillations.

6 - MANIPULATION

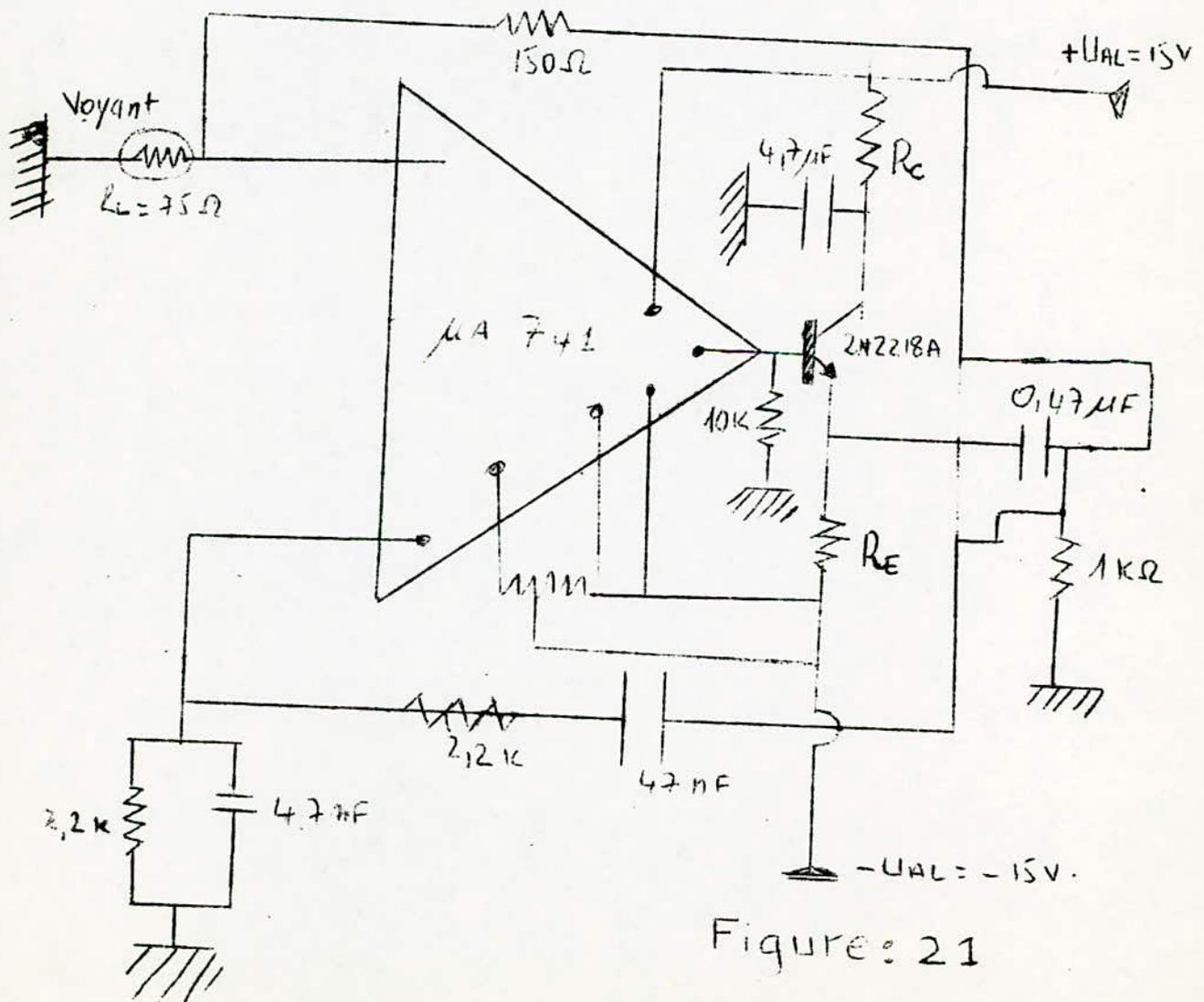
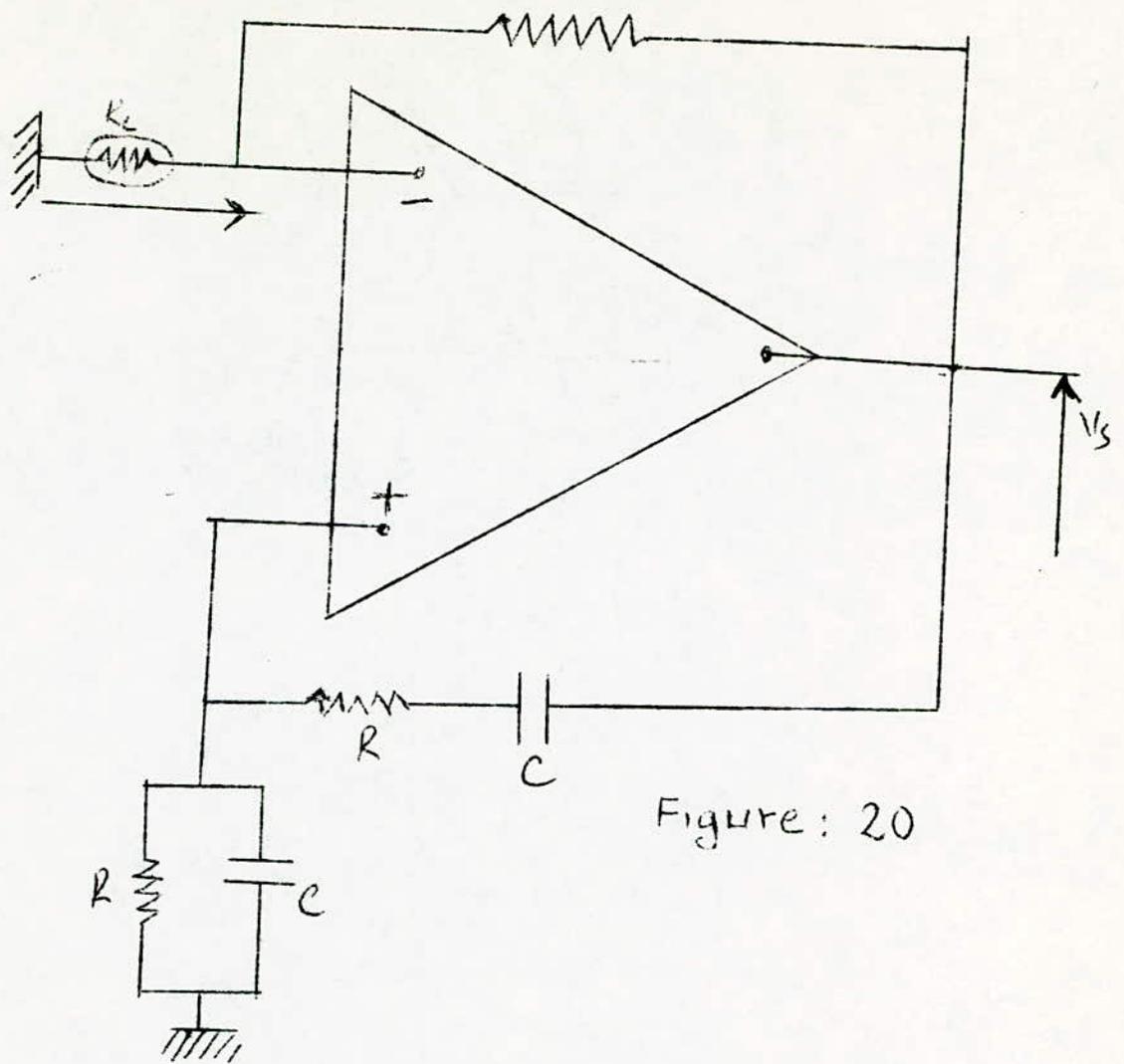
6-1 Oscillateur à pont de WIEN

a - Réalisation pratique

Le schéma de principe est donné en fig 20.

Remarques :

Afin d'obtenir un taux de régulation satisfaisant il est souhaitable, dans le cas de l'utilisation d'un voyant à incandescence, de faire en sorte que l'oscillateur a atteint son régime permanent, le voyant soit parcouru par un courant voisin de la moitié de son courant nominal.



L'amplificateur de gain  $G$  doit pouvoir fournir :

- la puissance  $P_u$  désirée à la charge  $R_u$ ,
- la puissance  $P_r$  nécessaire à assurer la régulation
- la puissance dissipée dans la chaîne de réaction est en général négligeable devant  $P_u + P_r$ .

Il est donc indispensable que l'étage de sortie de l'ampli présente une impédance de sortie très faible et puisse maintenir aux bornes de  $R_u$  en parallèle avec  $(R_1 + R_2)$  un signal sinusoïdal d'amplitude  $V_s$ , d'où le choix du courant de repos de l'étage de sortie.

Compte tenu de ces remarques le schéma de l'oscillateur étudié est représenté en figure 21.

#### b. Oscillateur sans régulation du niveau de sortie

En  $R_1$  on placera une résistance linéaire dont on ajustera la valeur de façon à obtenir  $V_s$  voisin de 4,5 volts pour  $U_{AL} = \pm 15$  volts.

Observer l'oscillation à l'oscilloscope,

Variations de l'amplitude des oscillations en fonction de  $U_{AL}$  ( de 10 à 20 volts). Conclusions .

#### c. Oscillateur avec niveau de sortie régulé

Placer le voyant à la place de  $R_1$  et observer l'oscillation. Amplitude du niveau de sortie.

Fréquence des oscillations pour  $U_{AL} = \pm 15$  V;

Etudier les variations de l'amplitude des oscillations et de la fréquence en fonction de  $U_{AL}$  ( de 10 à 20 volts).

Conclusions?

### 6.2 Oscillateur Colpitts

Le schéma utilisé est celui vu en préparation.

Vérifier le point de repos (  $I_c, V_{ce}, V_{be}$  ).

Observer l'oscillation à l'oscilloscope. Ajuster la fréquence de résonance.

Influence de  $R_u$  sur l'amplitude et sur la fréquence.

Tracer les courbes  $V_s = f(E)$  et  $f = g(E)$  .

Circuit limiteur d'amplitude : Brancher les deux diodes en tête bêche et tracer  $V_s = f(E)$  ainsi que  $f = g(E)$ .

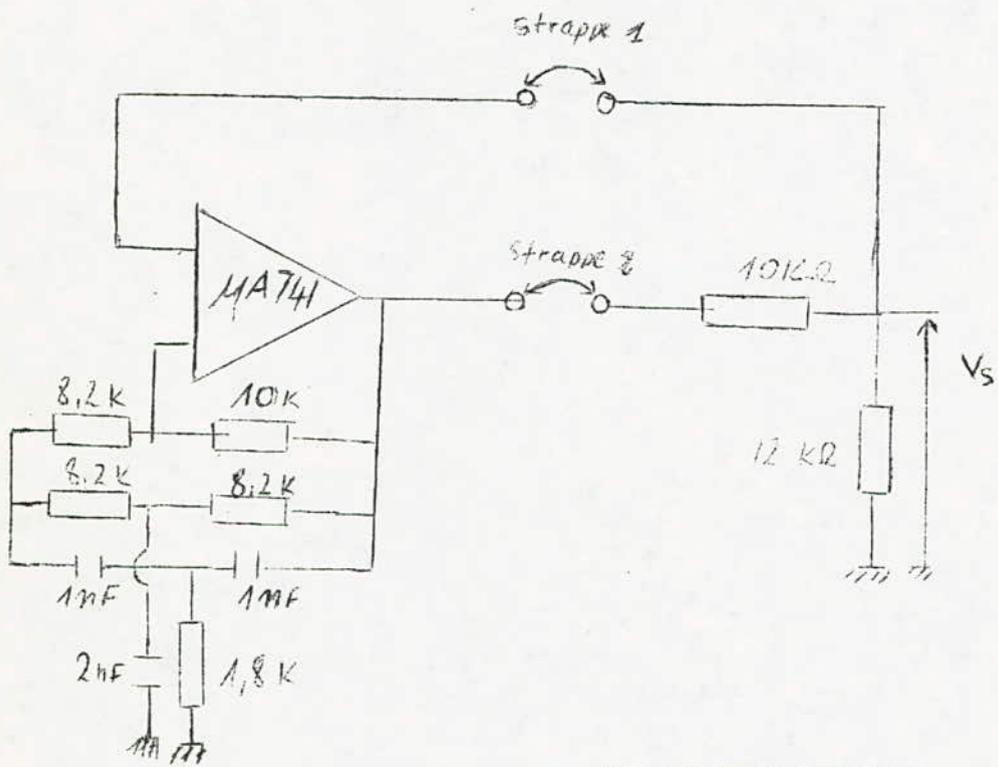


FIGURE 22

### 6.3 Oscillateur double T

Montage figure 22.

#### a. Etude en boucle ouverte

Débrancher le réseau apériodique (strap oté)

Etudier les variations du gain en tension et du déphasage en fonction de la fréquence. Tracer  $G = g(f)$  et  $\phi = g(f)$ . GBF en A avec un niveau d'entrée de 100 MV cc. Sortie en B.

#### b. Etude en boucle fermée

Brancher le réseau apériodique.

Noter la fréquence et l'amplitude des oscillations.

Tracer la courbe  $V_s = f(\pm U_{AL})$ . Conclusions.



## LE CHANGEMENT DE FREQUENCE

BUT Faire subir au spectre d'un signal composite, une translation dans le domaine des fréquences tout en conservant les amplitudes et les phases relatives des différentes raies.

### APPLICATIONS

- dans le domaine grand public: c'est une méthode de réception universelle : le récepteur superhétérodyne.
- dans le domaine professionnel: un grand nombre de procédés de mesure mettent en oeuvre le changement de fréquence
- ondemètres et fréquencemètres hétérodynes,
- analyseurs d'ondes,
- détecteurs de zéro des ponts de mesure HF,
- oscillateurs à battements,
- mesure des déphasages des signaux radio-électriques.

### PRINCIPE

Le changement de fréquence consiste à faire agir simultanément sur un circuit non linéaire deux signaux :

l'un,  $e_i$ , appelé signal incident de fréquence  $f_i$

l'autre,  $e_L$ , appelé signal incident de fréquence  $f_L$

Pour simplifier, nous supposerons ces deux signaux sinusoïdaux.

- Si nous supposons pour l'instant, que le circuit non linéaire est un dipôle dont la caractéristique courant-tension est de la même  $i = av + bv^2$ , le signal incident et le signal local agissant simultanément sur ce dipôle nous aurons :

$$v = e_i + e_L = E_i \sin(\omega_i t + \phi) + E_L \sin \omega_L t$$

- Par conséquent le dipôle sera parcouru par des courants de fréquences  $f_i$ ,  $f_L$ ,  $|f_i - f_L|$ ,  $|f_i + f_L|$ .

A la sortie du mélangeur seules les deux composantes de courant aux fréquences  $f_i - f_L$  et  $f_i + f_L$  sont intéressantes et nous appellerons fréquences intermédiaires les fréquences :

$$f_{\text{int } 1} = |f_i - f_L|, \text{ parfois appelé battement différence}$$

$$f_{\text{int } 2} = |f_i + f_L|$$

REMARQUE : A la sortie du mélangeur subsistent des signaux de fréquence  $f_i$  et  $f_L$  qui sont souvent très gênants ( la composante de fréquence  $f_L$  pouvant être de grande amplitude), l'association judicieuse de plusieurs circuits mélangeurs jointe à l'utilisation des transformateurs déphaseurs conduit à la réalisation de mélangeurs équilibrés ou symétriques permettant, en sortie, une bonne atténuation de ces composantes indésirables.

- Selon l'application envisagée on sélectionnera par l'intermédiaire d'un filtre passe-bande, la composante de courant de fréquence  $f_{int1}$  ou celle de fréquence  $f_{int2}$ .

NOTES :

- a- Alors que le signal local est généralement sinusoïdal :  
 $e_L = E_L \sin w_L t$ , le signal incident peut-être une onde modulée en amplitude, fréquence ou bien un signal périodique quelconque
- b- Selon le type de changeur mis en oeuvre, l'amplitude du signal local, aussi appelé signal hétérodyne, est de l'ordre de 100mV, le signal incident peut-être très faible, en réception radio de l'ordre de 10 microvolts à quelques millivolts.
- c- Il va de soi que la bande passante du filtre qui suit l'étage changeur dépend de l'application envisagée et des informations contenues dans le signal incident.

DEFINITIONS

$f_{int1} = |f_i - f_L|$  : battement différence, suivant les valeurs respectives de  $f_i$  et  $f_L$  on pourra avoir :

$f_{int1} > f_i$  on parle alors de battement supérieur ou "supradyne"

$f_{int1} < f_i$  il s'agit alors du battement inférieur ou "infradyne".

- Dans le cas du battement différence, à une fréquence donnée  $f_L$  du signal local et une fréquence intermédiaire  $f_{int1}$  imposée correspondent deux fréquences  $f_i$  et  $f'_i$  du signal incident donnant un battement à la fréquence  $f_{int1}$  en effet :

- cas du battement supérieur :  $f_i = f_L - f_{int1}$

- cas du battement inférieur :  $f'_i = f_L + f_{int2}$

La fréquence  $f'_i$  est appelée fréquence image de  $f_i$  et en diffère de deux fois la fréquence intermédiaire.

- L'efficacité du mélangeur peut-être caractérisée:

a- par sa pente de conversion,  $g_c$ , définie par la relation

$$i_{fint} = \left[ g_c e_i \right] e_L \text{ et } v_{int}=0$$

(analogie avec la définition de la pente ou de l'admittance de transfert direct d'un élément actif).

b- ou plus souvent en THF par son gain de conversion : rapport de la puissance disponible à la fréquence intermédiaire à la puissance utilisable du signal incident.

REMARQUE : Le plus souvent la caractéristique courant tension de l'élément non linéaire est la forme  $i = av + bv^2 + Cv^3 + dv^4$ ; dans ces conditions aux signaux utiles: battements somme et différence se superposent des signaux "parasites" dont la fréquence est une combinaison des différents harmoniques des signaux incident et local. (à l'origine des sifflements dans les récepteurs radio.)

## REALISATION PRATIQUE DES MELANGEURS

### I- CHANGEURS DE FREQUENCE A DIODE.

- Utilisés dans les générateurs à battements (BFO. aux fréquences radioélectriques)
- Domaine des THF :: Utilisés à la réception  
.En appareillage de mesure
- En hyperfréquences (en fait:cristaux détecteurs)

Diodes et cristaux sont souvent employés sous forme de mélangeurs symétriques (appellation courante: modulateurs en anneau). Le gain de conversion est souvent inférieur à 1  
Figure 1, on a représenté un mélangeur symétrique à 4 diodes :

- en A on appliquera le signal incident;
- en B le signal local;
- en C on recueillera les produits du mélange.

### II - MELANGEURS A TRANSISTORS BIPOLAIRES.

A l'heure actuelle des transistors bipolaires équipent la plupart des étages changeurs des récepteurs "grand public". On fait appel aux transistors bipolaires dans les mélangeurs en T.H.F.

- La conversion de fréquence, par transistor bipolaire, est possible, pour une fréquence déterminée, tant que la jonction E-B conserve une caractéristique de diode, que le transistor présente une faible capacité d'entrée et un bon gain en puissance disponible à la fréquence intermédiaire.

C'est au niveau de la jonction E-B que se produit la génération des signaux de fréquence intermédiaire (il est donc souhaitable de réduire au minimum l'impédance série du circuit E-B pour ces fréquences, d'où la présence de "piège" : voir figure 2) le transistor amplifiant ensuite ces composantes de courant de base.

Figure 2 sont représentés les divers schémas possibles de mélangeurs à transistors bipolaires.

Figure 3 est donné le schéma d'un mélangeur à transistors bipolaires :

$$f_i = 225 \text{ MHz} \quad f_{\text{int}} = 30 \text{ MHz} \quad G_c = 20 \text{ dB}$$

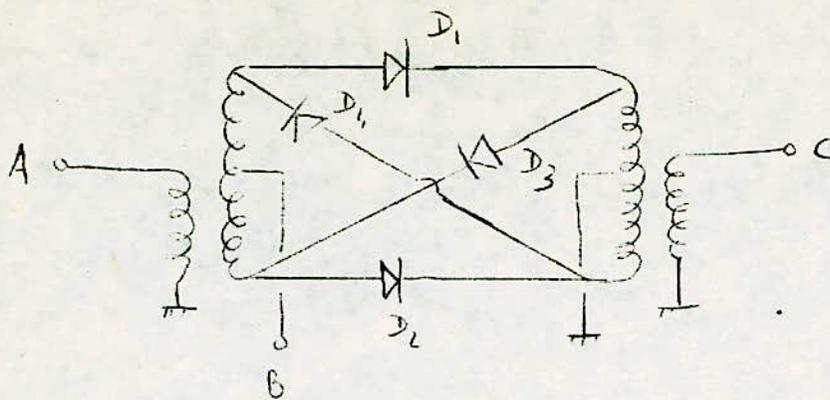
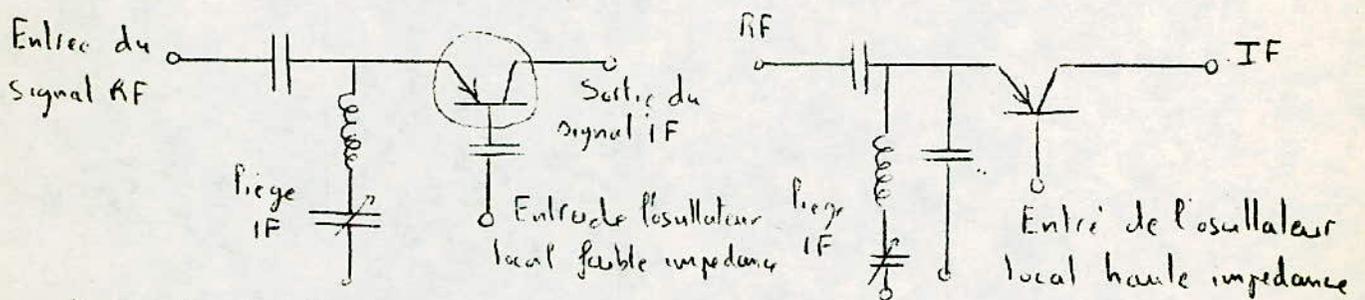
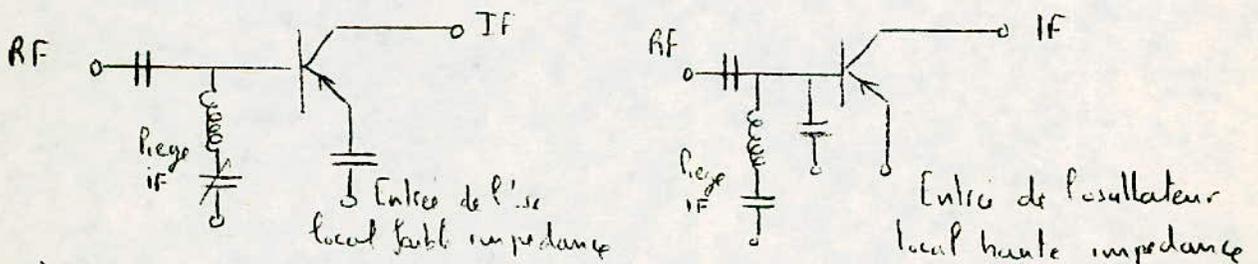


Figure 1



- 1) Signal à l'émetteur, oscillateur sur la base      2) Signal et oscillateur sur l'émetteur

a) Base commune



- 1) Signal sur base, oscillateur sur l'émetteur      2) Signal et oscillateur sur la base

b) Émetteur commun

Figure 2

On remarquera l'oscillateur local (conçu à l'aide d'un transistor dans le montage base commune) les configurations des circuits d'entrée et de sortie ainsi que le piège calé sur la fréquence intermédiaire.

Figure 4 est donné le schéma d'un convertisseur 420 MHz-60 MHz présentant un gain de conversion de 10 dB (voir Calcul des circuits à transistor par les ingénieurs de la Texas Inst. Inc)

### III - CHANGEURS DE FREQUENCE A EFFET DE CHAMP.

- Faible bruit, bon comportement aux intermodulations, bonne tenue en fréquence, faible réaction interne, possibilité de CAG efficace et impédances d'entrée élevées, telles sont les raisons qui conduisent à l'utilisation de plus en plus fréquente des transistors à effet de champ dans les étages mélangeurs (et HF) des récepteurs de trafic (en particulier les MOS bigrilles).

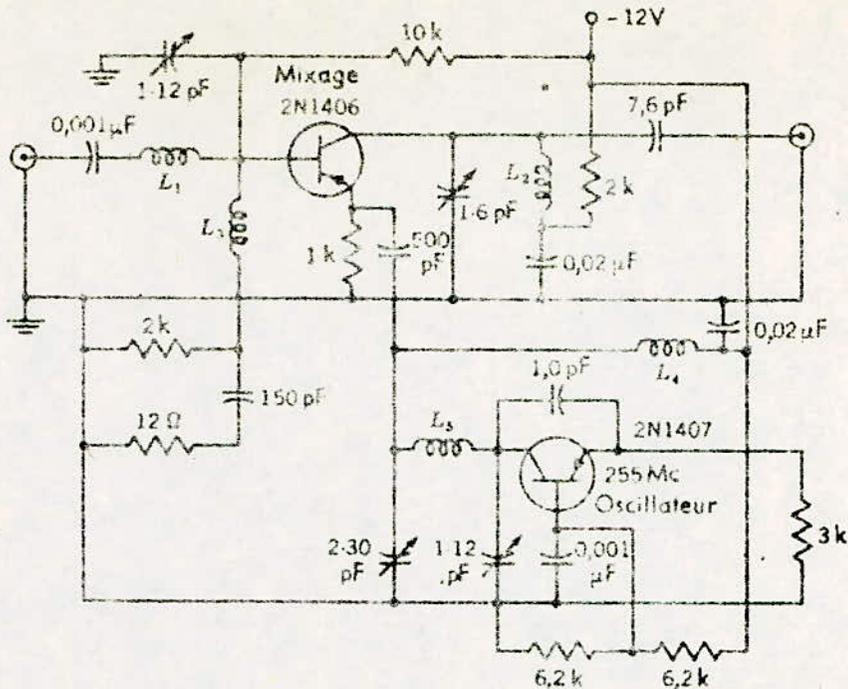
#### A- Principe du changement de fréquence à l'aide d'un FET à jonction.

- La tension grille-source est modulée par le signal incident et le signal local appliqués soit en série dans la grille soit l'un entre grille et masse l'autre entre source et masse.

- Dans la région de saturation d'un FET, la caractéristique de transfert direct est fortement coudée au voisinage du blocage du FET. Une expression très approchée de cette caractéristique de transfert est  $I_D = I_{DSS} (1 - V_{GS}/V_P)^2$

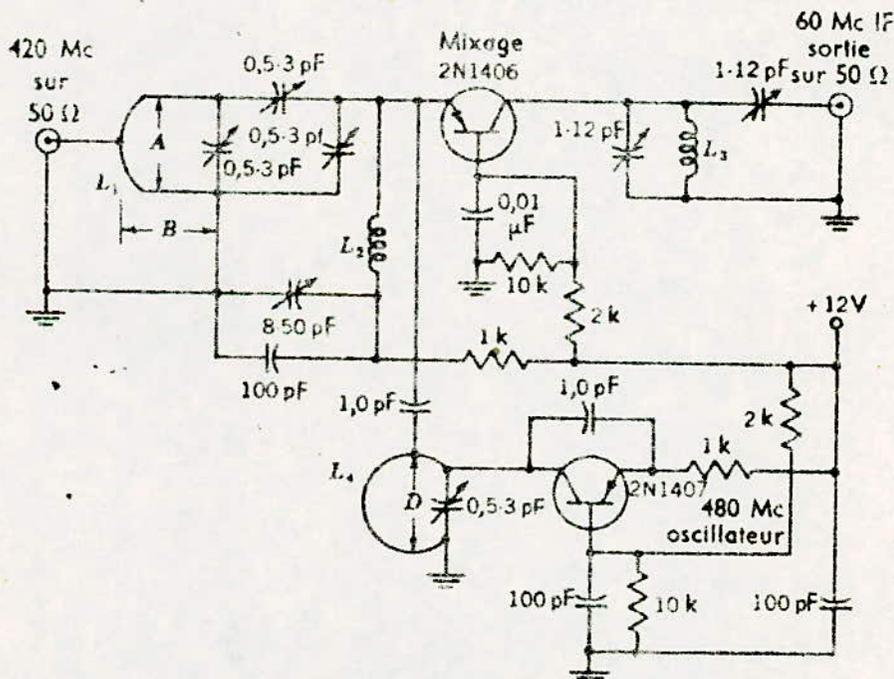
- La pratique montre que la pente de conversion (de l'ordre de 1 mA/V) est maximale pour un courant drain au point de repos voisin de  $I_{DSS}/10$ , l'amplitude du signal local étant d'environ 300 mV eff (injecté sur la source).

Figure 5 est donné le schéma de principe d'une tête HF-FM mettant en oeuvre un étage mélangeur à FET, le signal incident (après amplification HF par un étage cascode) est appliqué sur la grille du mélangeur, le signal local étant appliqué sur la source.



- $L_1, L_2$  = 4 spires de fil n° 18 sur noyau en Teflon<sup>®</sup> de 9,50 mm de diamètre et 14,23 mm de longueur.  
 $L_3$  = 25 spires de fil n° 36 émaillé sur un noyau CTC LS 9.  
 $L_4$  = 0,68 μH, bobine d'arrêt HF.  
 $L_5$  = 1 spire de n° 18 sur noyau en Teflon<sup>®</sup>, diamètre 9,5 mm longueur 12,7 mm.

Figure 3



- $L_1$  barreau rectangulaire coudé en U,  $A = 25,4$  mm,  $B = 54$  mm, section du barreau:  $3,2 \times 12,7$  mm.  
 $L_2$   $1 \frac{1}{4}$  spire de n° 14 sur un noyau Teflon<sup>®</sup>, 9,5 mm de diamètre et 12,7 mm de longueur  
 $L_3$   $8 \frac{1}{2}$  spires de formvar n° 36 à 0,3 mm d'intervalle sur CTC LS 9.  
 $L_4$  tube de cuivre 25,4, profondeur 3,2 mm, épaisseur 19,05 mm diamètre intérieur.

Figure 4

La figure 6 donne un exemple de mélangeur équilibré vis à vis du signal "incident" à FET : les grilles du mélangeur sont attaquées en opposition de phase par le signal incident ( $f_i = 18$  MHz)

Les sources attaquées en phase par le signal local ( $f_L = 127$  MHz).

Ce mélangeur fait partie d'un générateur à battement destiné à attaquer l'étage de puissance d'un émetteur dans la bande des 44 MHz.

La figure 7 représente le schéma de principe d'un mélangeur équilibré sur les deux voies.

#### B- Principe du changement de fréquence à MOS bigrille.

Ces transistors à effet de champ possédant deux grilles de commande : on applique en général le signal le plus faible sur la grille 1, on recueille les produits du mélange dans le circuit drain.

En régime de petits signaux on peut écrire:

$$i_d = s_{g1} v_{gs1} + s_{g2} v_{gs2}$$

$s_{g1}$  et  $s_{g2}$  sont les admittances de transfert direct (pentes) relatives aux grilles 1 et 2;

ces pentes dépendent du point de fonctionnement du MOS par conséquent :

$$s_{g1} = f_1 (v_{G1S}, v_{G2S})$$

$$s_{g2} = f_2 (v_{G2S}, v_{G1S})$$

autour d'un point de repos déterminé on peut écrire :

$$s_{g1} = a_1 + b_1 v_{g2s}$$

$$s_{g2} = a_2 + b_2 v_{g1s}$$

en présence d'un signal incident et du signal local nous aurons donc :

$$\begin{aligned} i_d &= (a_1 + b_1 e_L) e_i + (a_2 + b_2 e_i) e_L \\ &= a_1 e_i + a_2 e_L + (b_1 + b_2) e_i e_L, \end{aligned}$$

d'où l'apparition de composantes de courant drain aux fréquences intermédiaires.

Les composants actuels permettent d'obtenir des pentes de conversion de 2 mA/V avec un signal local d'environ 500 mV.

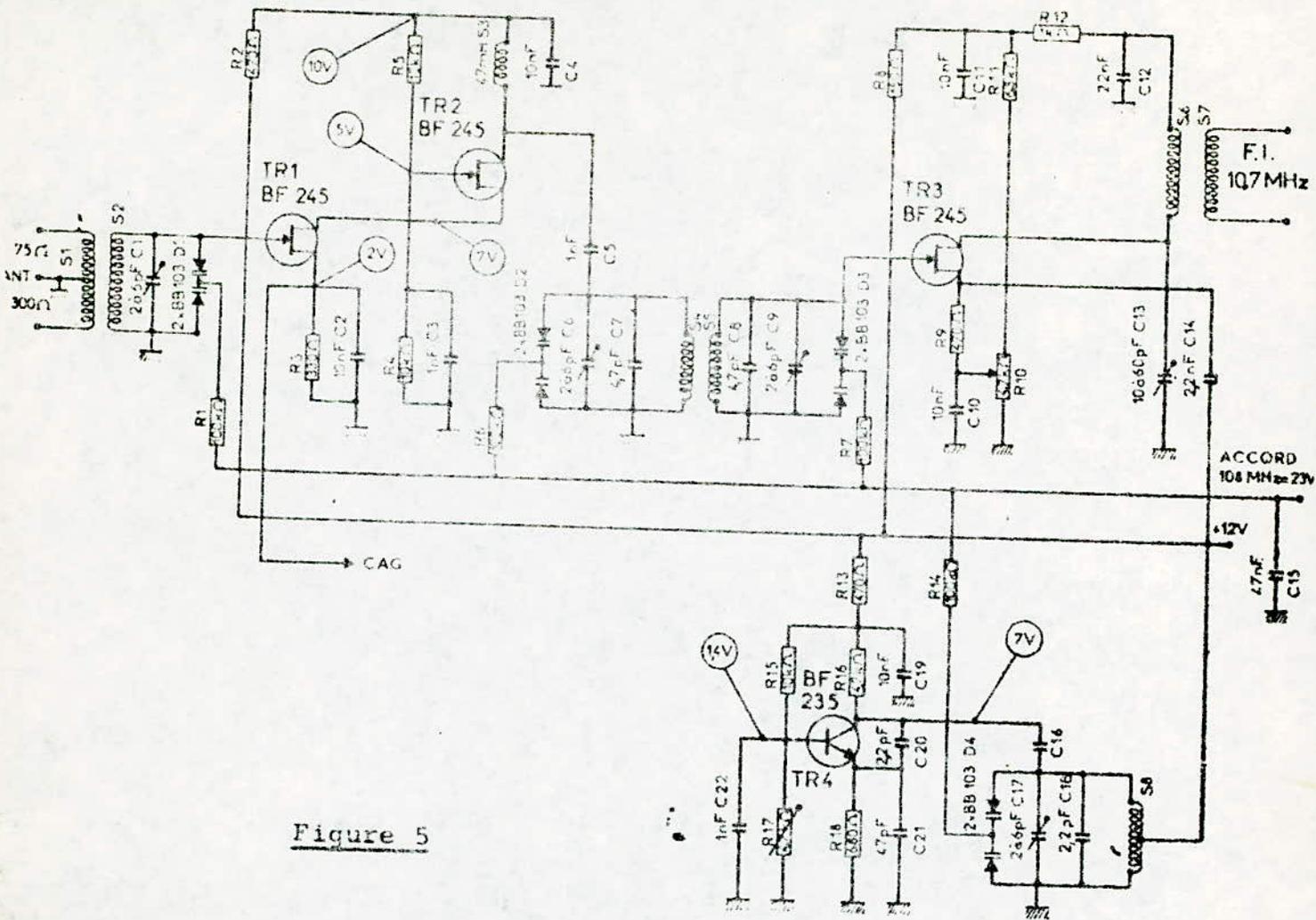


Figure 5

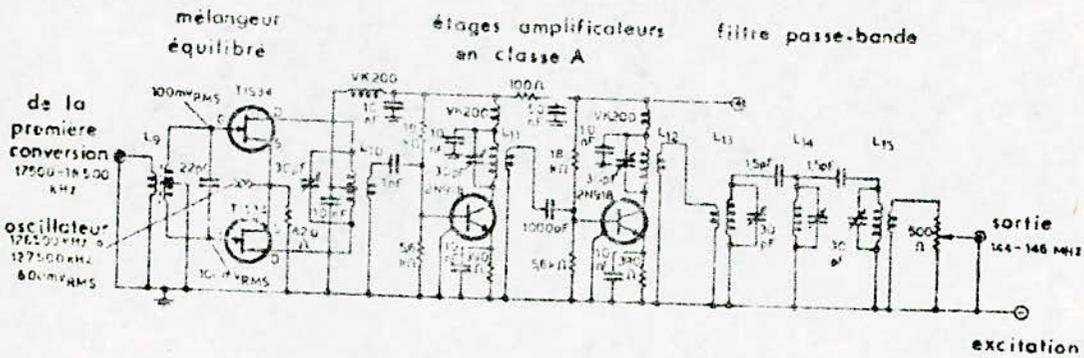


Figure 6

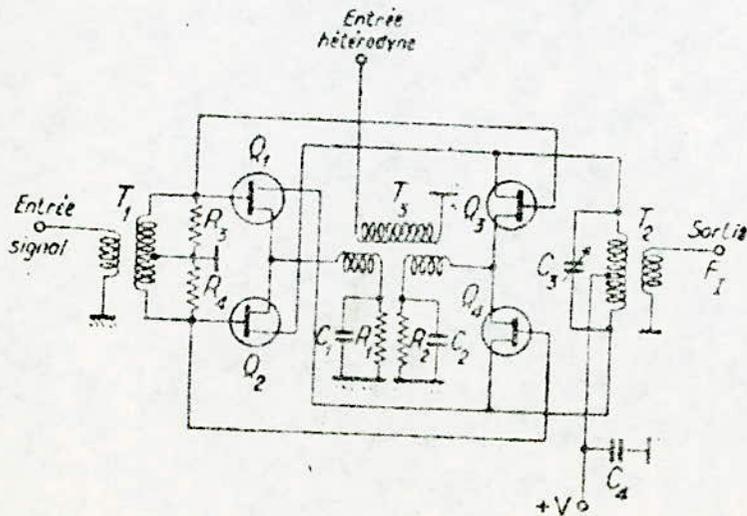


Figure 7

Pour un type donné de transistor il existe un point de repos optimal conduisant à une pente de conversion maximale, ce point de repos est, en général, précisé par le constructeur.

La figure 8 donne un exemple d'utilisation d'un MOS bigrille en mélangeur (étage HF accordé et mélangeur d'une tête HF-FM).

#### IV-MELANGEUR PARAMETRIQUE

Le principe du mélangeur paramétrique, comme celui de l'amplificateur paramétrique, est basé sur l'utilisation d'une réaction variable.

Dans le cas présent l'élément choisi est un varactor. On sait en effet qu'une jonction PN, polarisée en inverse, présente une capacité dépendant de la tension appliquée à ses bornes suivant la relation générale :

$$C_t = C_o \left( \frac{V_o}{v+\phi} \right)^p \quad (4)$$

avec  $C_o$  valeur de la capacité à la tension inverse  $V_o$ .

$\phi$  barrière de potentiel (0,7 V pour une diode au silicium).

$p$  exposant fonction de la jonction:

1/3 pour les jonctions graduées.

1/2 pour les jonctions abruptes.

>2 pour les jonctions hyperabruptes.

L'interaction de deux fréquences différentes sur le varactor donne en particulier naissance aux fréquences somme et différence des fréquences incidentes. En effet si dans l'expression (4) on remplace le terme  $v$  par la somme des deux signaux  $v_1$  et  $v_2$  appliqués au mélangeur, la valeur instantanée de la capacité  $C_t$  sera fonction des termes de développement  $(v_1 + v_2 + \phi)^n$ . Le circuit mélangeur utilisant ce varactor fournira donc à sa sortie un courant fonction de ces termes mêmes.

Le gain théorique de ce type de mélangeur est donné par la relation de Manley et Rowe.

$$\frac{P_{f1}}{P_{fs}} = \frac{f_1}{f_s}$$

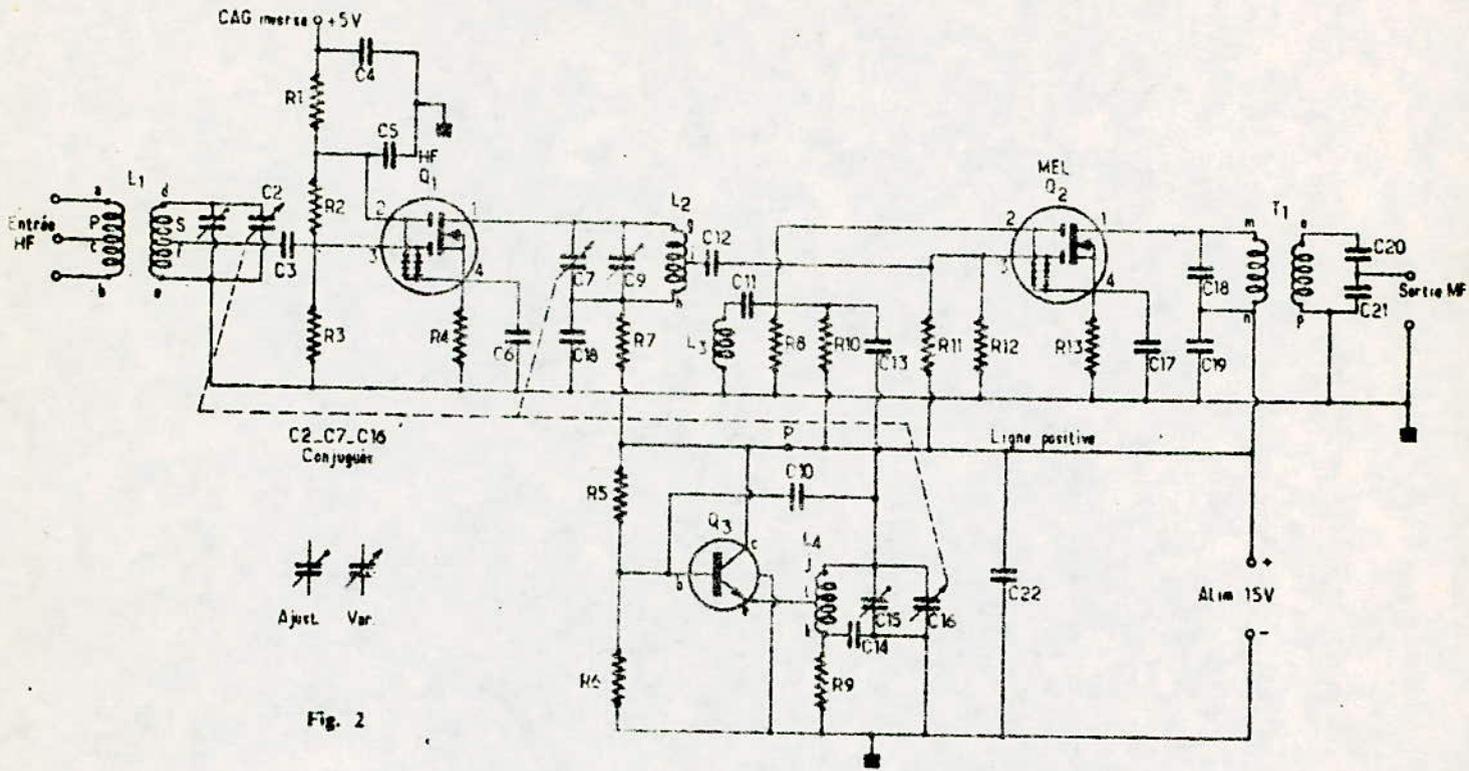


Figure 8

$P_{f_i}$  et  $F_i$  puissance et fréquence du signal à fréquence intermédiaire.

$P_{f_s}$  et  $F_s$  puissance et fréquence du signal d'entrée.

D'après cette relation, le gain maximal d'un mélangeur élévateur (up-converter) est égal au rapport des fréquences de sortie et d'entrée.

Ce type de mélangeur semble donc convenir tout particulièrement aux récepteurs à fréquence intermédiaire élevée.

Nous donnons figure 9b un schéma possible de mélangeur paramétrique symétrique à quatre varactors.

Une des principales difficultés rencontrées dans l'utilisation de varactors comme mélangeurs et le fait que ces éléments ne possèdent par nature, que deux extrémités, et qu'il est ainsi difficile de bien séparer les trois voies signal, hétérodyne et fréquence intermédiaire elles.

#### V-CHANGEMENT DE FREQUENCE A L'AIDE DE CIRCUITS MULTIPLIEURS.

Ces circuits ont la propriété de délivrer un signal de sortie proportionnel au produit des deux signaux appliqués sur circuits actuellement disponibles sur le marché (Motorola : MC 1595 L et MC 1495 L ; Analog Devices: AD 530...) devraient pouvoir fonctionner en mélangeurs ultra linéaires jusqu'aux environs du MHz. Leur coût, encore élevé, une fréquence limite d'emploi relativement basse doivent les faire réserver à des applications très spéciales.

*l'étage* Dans la catégorie de ces circuits on peut classer différentiel à transistors bipolaires : il possède une pente différentielle,  $g_D$ , proportionnelle au c.e.m,  $I_o$ , du générateur de courant.

On pourra, par exemple :

- moduler le générateur de courant par le signal local (voir figure 9) par conséquent :

$$g_D = (I_o + i_o) 4U_T \quad \text{avec } i_o = E_L \sin w_L t / R_E ,$$

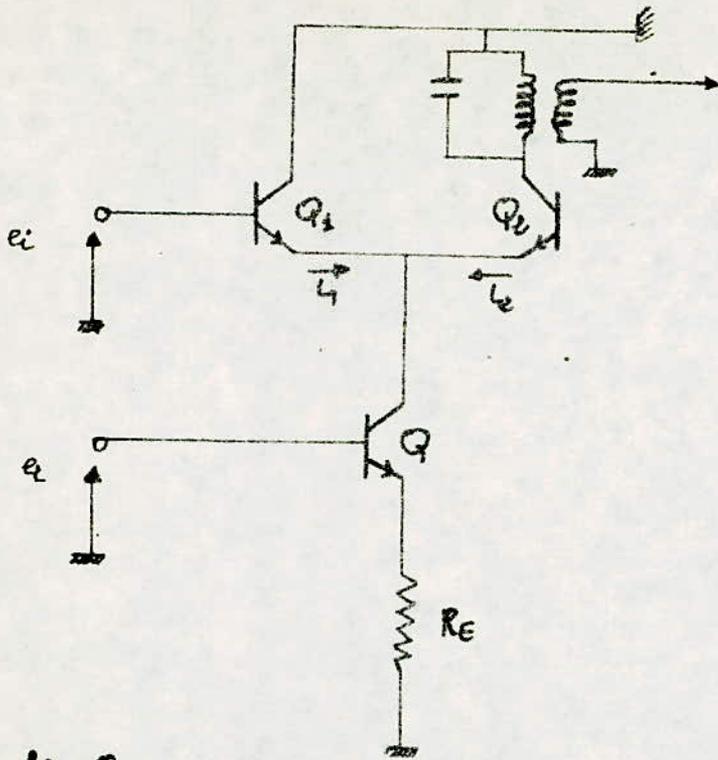


fig. 9

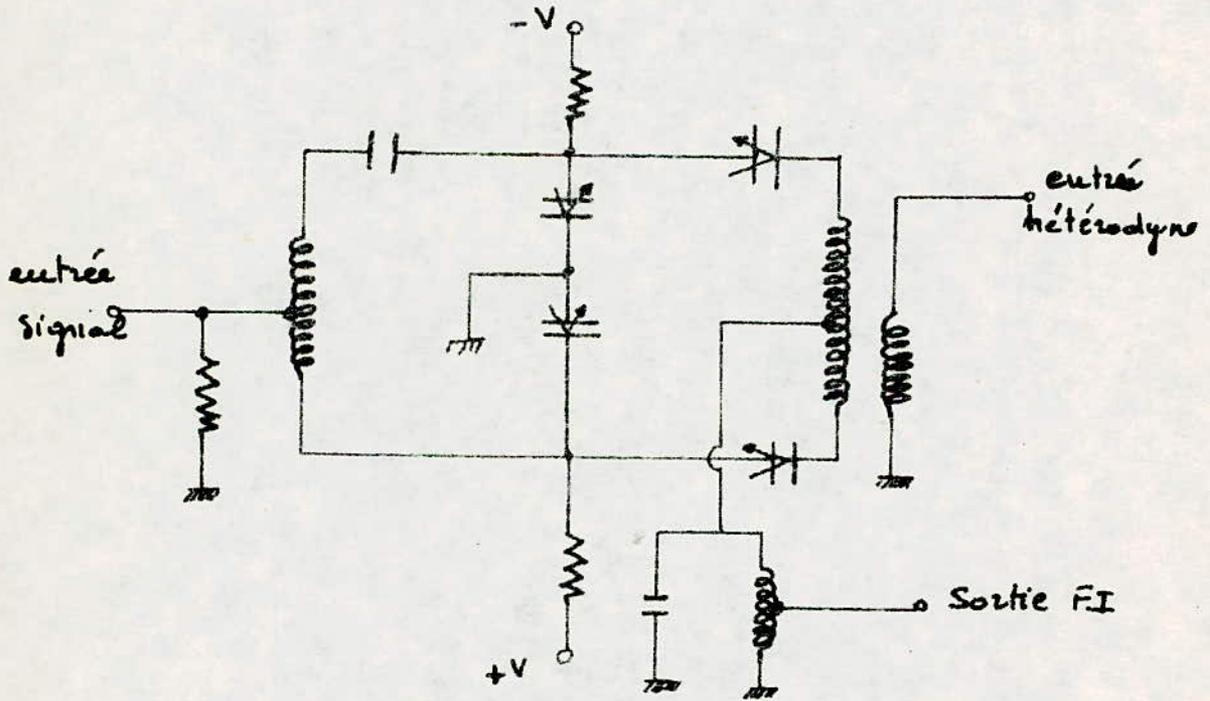


fig. 9 bis : Mélangeur paramétrique.

- injecter le signal incident sur l'une des bases de la paire différentielle, l'autre étant à la masse au point de vue alternatif (sur cette base on peut appliquer la tension de CAG) ;
- recueillir le signal de battement sur l'un des collecteurs de la structure différentielle, en effet (voir figure 9) :

$$i_2 \wedge g_D e_i = (I_0 + \frac{E_L \sin w_L t}{\beta_c}) \frac{1}{4U_T} E_i \sin w_i t;$$

Note : en profitant, au maximum, de la structure différentielle, il est possible de réaliser un mélangeur équilibré (voie signal local) en recueillant les produits du mélange en différentiel sur les deux collecteurs.

Il semblerait que l'on ait intérêt à augmenter l'amplitude du signal local afin d'augmenter la pente de conversion car:

$$g_c \sim \frac{E_L}{4U_T} \cdot \frac{1}{R_E} \text{ (sortie différentielle), en}$$

fait il n'en est rien, on doit en effet maintenir le transistor Q (voir figure 9) en régime linéaire afin d'éviter la génération de battements indésirables. Certains récepteurs radio AM, intégrés (TAD 100, HA 720...) utilisent un étage différentiel comme étage mélangeur.

TRAVAIL PREPARATOIRE.

1 - Dans le cas d'un changeur de fréquence équipé d'un transistor à effet de champ type 2N 4222 :

$$IDSS = 15 \text{ mA}$$

$$VP = -3,5 \text{ V}$$

Calculer, aux fréquences moyennes, la pente de conversion  $g_e$ , lorsque le signal local a une amplitude de  $1,2 \frac{V}{\text{crête à crête}}$ .

2 - a-donner le schéma de principe d'un mélangeur utilisant un mos bigrille.

b-Calculer la pente de conversion (aux fréquences moyennes) pour un transistor MOS -bigrille sachant que pour  $V_{DS} = +15 \frac{V}{\text{V}}$   $V_{G1S} = -0,1 \text{ v}$  et  $V_{G2S} = -0,25 \text{ V}$

$$\text{On a :} \quad a_1 = 0,98 \text{ mA/v} \quad b_1 = 1,6 \text{ mA/V}^2$$

$$a_2 = 4,55 \text{ mA/v} \quad b_2 = 1,5 \text{ mA/V}^2.$$

MANIPULATION.

BUT: Etudier les variations de la pente de conversion,  $g_c$ , d'étage mélangeurs "élémentaires" en fonction du point de repos de l'élément actif et de l'amplitude du signal local. On vérifiera ensuite la proportionnalité de l'amplitude du signal F.I à l'amplitude du signal local.

PRINCIPE DE LA MESURE: voir figure 10.

Notes : a- l'étage mélangeur étant faiblement chargé :

$$R_c = 200 \Omega \quad \text{On mesure la pente de conversion.}$$

$$V_s = g_c G_c R_c I_i$$

b- Les entrées signal incident et signal local ne sont pas adaptées: la manipulation ne réside pas dans la mesure de gain de conversion (sinon ces entrées devraient être adaptées pour les fréquences  $f_i$  et  $f_c$ , le circuit de sortie étant adapté pour  $f = FI$ )

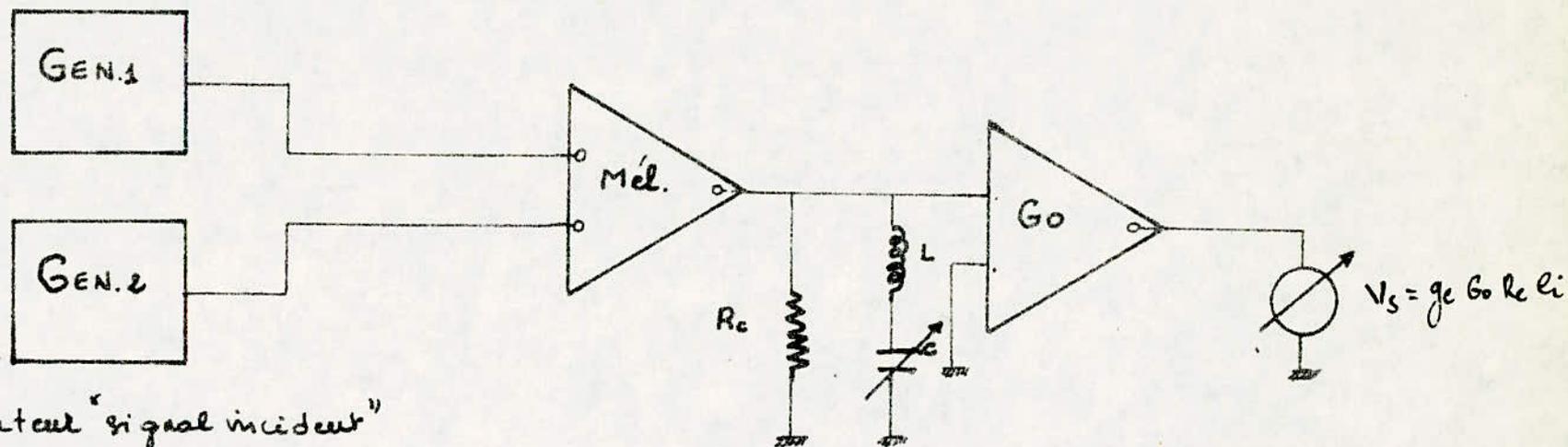
c- en sortie du mélangeur on remarque un "piège" accordé sur la fréquence  $f_c$  (2Mhz) (ce piège, s'il a une bande passante suffisante évite la saturation de l'étage

Générateur "signal local"

$$f_L = 2 \text{ MHz}$$

$$e_L = 0.2 \text{ volts}$$

étage mélangeur testé



Générateur "signal incident"

$$f_i = 2,455 \text{ MHz}$$

$$e_i = 5 \text{ mV}$$

$$R_c = 200 \Omega$$

$$L = 50 \mu\text{H}$$

Amplificateur sélectif

$$f_{\text{int}} = 455 \text{ kHz}$$

$$B_{3\text{dB}} = 4 \text{ kHz}$$

$$G_o = 2500$$

fig. 10.

d'entrée de l'amplification sélectif. Cette saturation est provoquée par les signaux de fréquences  $f_i$  et  $f_c$

d - Les mesures des tensions sont faites à l'oscilloscope (valeurs crête à crête).

### I - ETUDE D'UN MELANGEUR A FET TYPE 2N 4222.

Le schéma de principe de ce mélangeur est donné figure 11  
Le signal incident est appliqué entre grille et masse, le signal local est entre source et masse. On remarquera la possibilité de modifier la valeur du courant de drain en agissant sur la polarisation de grille ( -  $V'_{AL}$  et pont diviseur)

#### Materiel utilisé pour cette manipulation

- Un générateur H-F (signal local) type; 391 H Metrix
- Un générateur H-F (signal incident) type: PM 53 24.
- Un oscilloscope HM- 512.
- 2 Alimentations stabilisées type MC 4020C
- 1 Metrix digital pour la mesure de  $I_D$ . PM 2522

#### I - 1 Recherche du point de repos optimal.

\* Conditions de mesure:

$$+V_{AL} = 14 \text{ Volts.}$$

$$-V'_{AL} \text{ Variable}$$

$$E_i \approx 450 \text{ mv eff} \rightarrow \text{soit } E_i \text{ } 1,2 \text{ V Crête à crête}$$

$$f_L = 2 \text{ Mhz.}$$

$$E_i = 5 \text{ mv} \quad (\text{pour cette valeur, le signal de } E_i, \text{ est distordu ceci n'a pas d'importance}$$

$$f_i = 2,455 \text{ MHz} \quad (\text{puisqu'il s'agit du signal incident})$$

\* faire varier le courant drain de 0 à 3 mA, noter les variations de  $v_s$  en fonction de  $I_D$  (voir fig-10) - représentation graphique - Conclusions - Noter la valeur  $I_D = I_{D_0}$  du courant drain optimal.

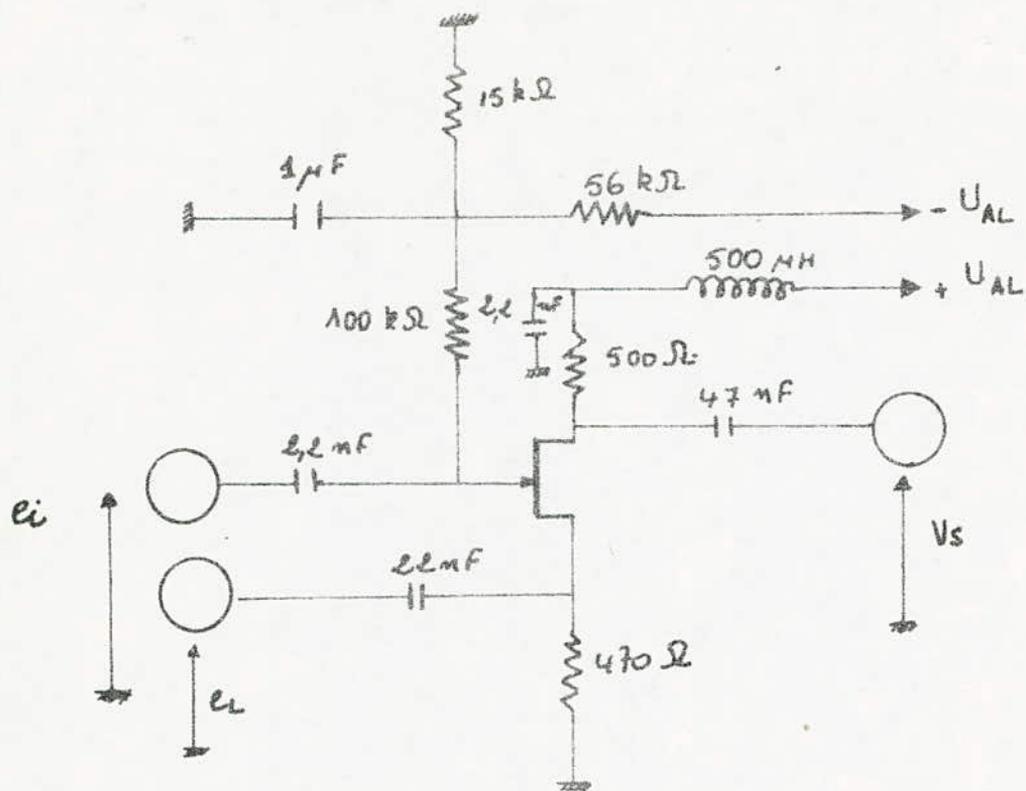


fig. 11

### I - 2 - Influence du signal local

Conditions de mesure :

$$+ V_{AL} = 14^V$$

$$E_i = 5 \text{ mv}$$

$$I_d = I_{d_0}$$

$f_i$  et  $f_L$  inchangées.

Note : Verifier l'accord de l'amplisélectif..

- \* Relever les variations de  $v_s$  en fonction de  $e_L$ ,  $e_L$  variant depuis 150 mv jusqu'a la valeur maximale possible.
- \* Représentation graphique - Définir les conditions de fonctionnement optimales du mélangeur.
- \* Calculer la pente de conversion maximale- Conclusions -

### I - 3-Linéarité du mélangeur.

$$+ V_{AL} = 14^V$$

$e_L$  = valeur optimale.

$$I_d = I_{d_0}$$

$e_i$  = variable de 0 à 25

relever les variations de  $V_s$  en fonction de  $E_i$  -  
Représentation graphique. Conclusions !

## 2. MISE EN OEUVRE D'UN CIRCUIT MULTIPLIEUR

Il s'agit du circuit multiplieur linéaire quatre quadrants MC 1595L de chez Motorola.

La figure 12 permet d'en faire l'étude théorique :

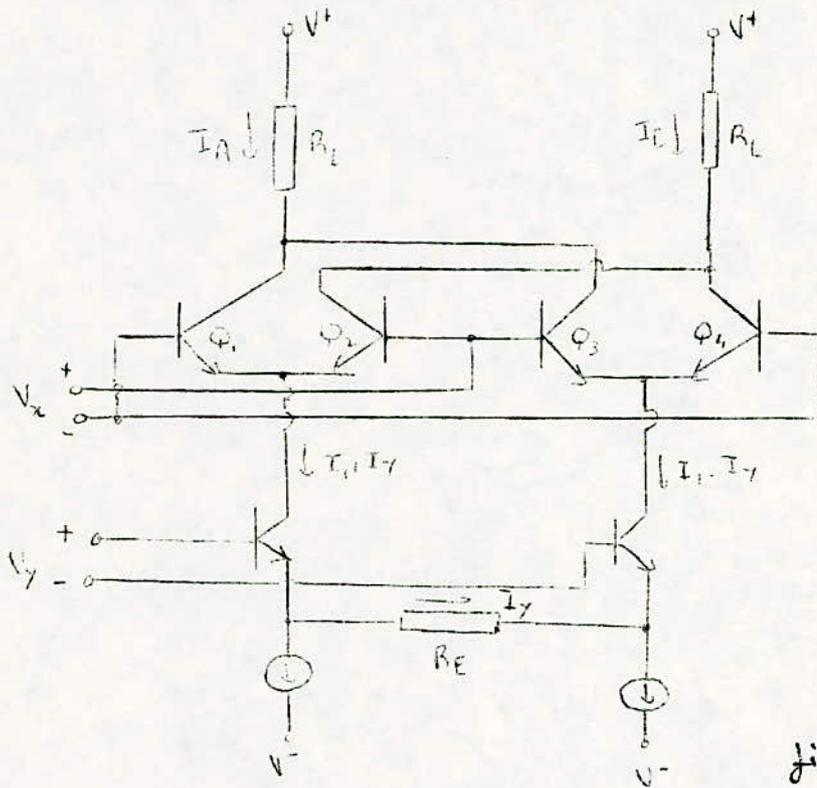


Figure - 12.

Dans le cas où  $R_E \gg r_e$  (résistance dynamique des jonctions EB des transistors  $Q_5$  et  $Q_6$ ) on peut écrire :  $I_Y = V_Y/R_E$   
Rappelons les expressions des courants collecteurs d'un étage différentiel avec générateur de courant :

$$I_{C1} = I_0 / (1 + \exp(-\frac{V_1 - V_2}{U_T}))$$

$$I_{C2} = I_0 / (1 + \exp(\frac{V_1 - V_2}{U_T}))$$

On en déduit :  $I_2 = (I_1 + I_Y) / (1 + \exp(\frac{V_X}{U_T}))$

et des expressions analogues pour  $I_3$ ,  $I_4$  et  $I_5$ .

Finalement :  $I_A = (I_1 + I_Y) \cdot f(m)$  et  $I_B = (I_1 - I_Y) \cdot f(m)$

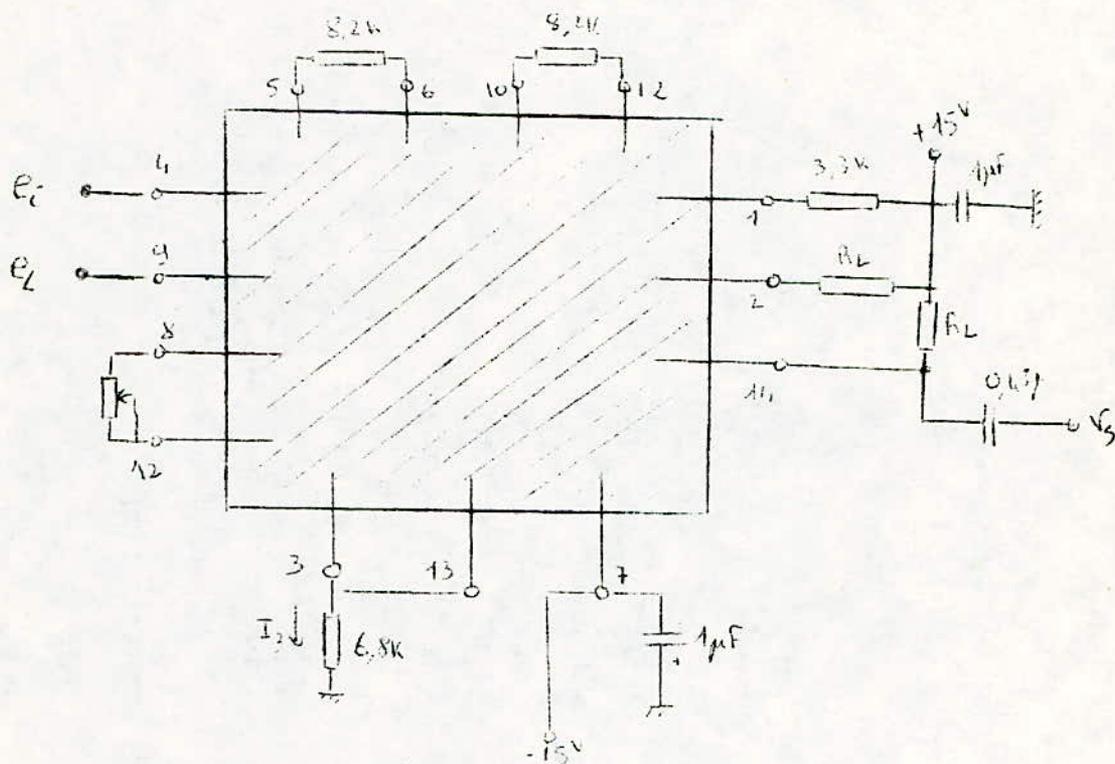
avec  $f(m)$  :

$$f(m) = \frac{e^{-m} - e^m}{(1+e^m)(1+e^{-m})} \quad m = V_X/U_T$$

Note : Pour  $V_X = 50\text{mV}$ , le circuit fonctionne en multiplieur linéaire :  $I_A - I_B = 2V_Y \cdot f(m)/R_E \approx -2V_Y/R_E$  ind de  $V_X$ .

MANIPULATION

Al'aide d'un MC 1595L il a été réalisé un mélangeur équilibré dont le schéma est donné ci-dessous :

2.1 Influence du signal local

$+U_{AL} = 8\text{ V}$  ;  $-U_{AL} = -8\text{ V}$  ;  $e_i = 20\text{ mV}$  crête à crête.  
Relever les variations de  $v_s$  en fonction de  $e_L$  ( $e_L$  variant de 0 à 300 mV). Répartir judicieusement les points de mesure afin de mettre en évidence les deux régimes de fonctionnement du circuit.

2.2 Linéarité du mélangeur

$e_L = 100\text{ mV}$  ;  $e_i$  variable .  
Relever les variations de  $v_s$  en fonction de  $e_i$  .  
Représentation graphique. Conclusions .

## MODULATION D'AMPLITUDE

### 1 - Caractéristiques de la modulation d'amplitude

Supposons une onde modulante sinusoïdale:

$f_m(t) = A_m \cos w_m t$  et une onde porteuse  $A_o \cos w_o t$ .

L'amplitude de l'onde modulée sera composée de l'amplitude de la porteuse augmentée d'un signal proportionnel à l'onde modulante,  $K_a A_m \cos w_m t$ .

$$f(t) = \left[ A_o + K_a f_m(t) \right] \cos w_o t$$

Pour que l'enveloppe de l'onde modulée ne change pas de signe il faudra que  $A_o \gg K_a f_m(t)$

En remplaçant  $f_m(t)$  nous avons:

où  $m = \frac{K_a A_m}{A_o}$   $f(t) = [A_o + m \cos w_m t] \cos w_o t$  est par définition l'indice de modulation.

Il s'exprime en pourcentage. La figure 1 donne  $f(t)$  pour différentes valeurs de  $m$ .

### 2 - Représentation spectrale

L'expression de l'onde AM peut-être décomposée comme suit:  $f(t) = A_o \cos w_o t + \frac{M A_o}{2} \cos (w_o + w_m)t + \frac{M A_o}{2} \cos (w_o - w_m)t$ .

L

Le spectre d'une onde AM est donc constitué par trois raies. Comme en réalité, il n'ya pas nécessairement une seule fréquence modulante mais plusieurs, la représentation spectrale comportera deux bandes latérales de fréquences situées de part et d'autre de la fréquence porteuse. (fig 2)

La bande de fréquence d'un signal AM doit donc être  $2 f_M$ ,  $f_M$  étant la fréquence maximale du signal modulant.

Par exemple en radiodiffusion sonore la bande occupée par chaque émetteur est de 9 KHz.

### 3 - Relation de puissance

La puissance moyenne d'une onde AM, émise par une antenne de résistance R est :

$$P_t = \frac{\left(\frac{A_0}{\sqrt{2}}\right)^2}{R} + \frac{\left(\frac{m A_0}{2\sqrt{2}}\right)^2}{R} + \frac{\left(\frac{m A_0}{2\sqrt{2}}\right)^2}{R} = P_0 + P_{BLI} + P_{BLS}$$

$$\text{D'où : } P_{BLI} = P_{BLS} = \frac{m^2}{4} P_0$$

$$\text{et : } P_t = P_0 \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right)$$

M étant au maximum 1, Nous remarquons que la puissance contenue dans les bandes latérales ne peut excéder 1/6 de la puissance totale émise. La porteuse, qui ne contient aucune information, transporte au moins 2/3 de la puissance totale émise.

### 4 - Procédés d'obtention d'onde AM

Il existe deux grands procédés d'émission :

a) Modulation par modification du point de fonctionnement d'un étage de l'émetteur par le signal modulant. L'étage fournit son maximum de puissance lors des crêtes du signal modulant, en l'absence de modulation, il fournit une puissance égale au quart de la puissance crête. On a alors affaire à une modulation de rendement.

C'est le cas de la modulation par la grille pour les étages à tubes ou par la base pour ceux à transistors.

b) Modulation par rapport d'énergie: le signal modulant fournit, après amplification, l'énergie nécessaire pour "gonfler" la porteuse lors des crêtes de modulation. L'énergie apportée par le signal du module.

C'est le cas de la modulation par la plaque pour les étages à tubes ou par le collecteur pour ceux à transistors

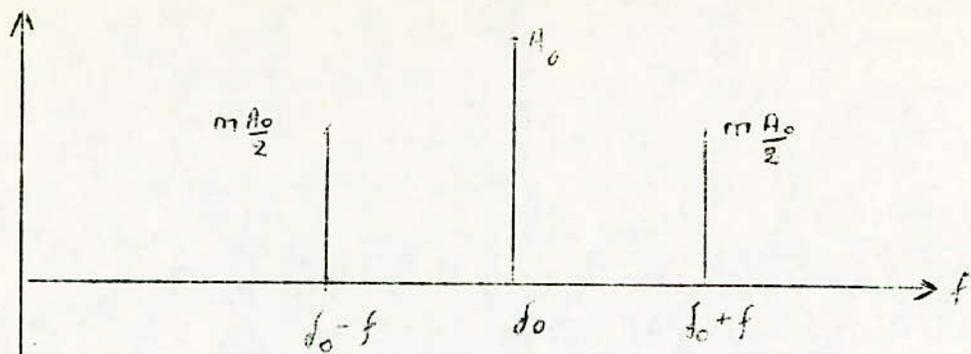


FIGURE 1

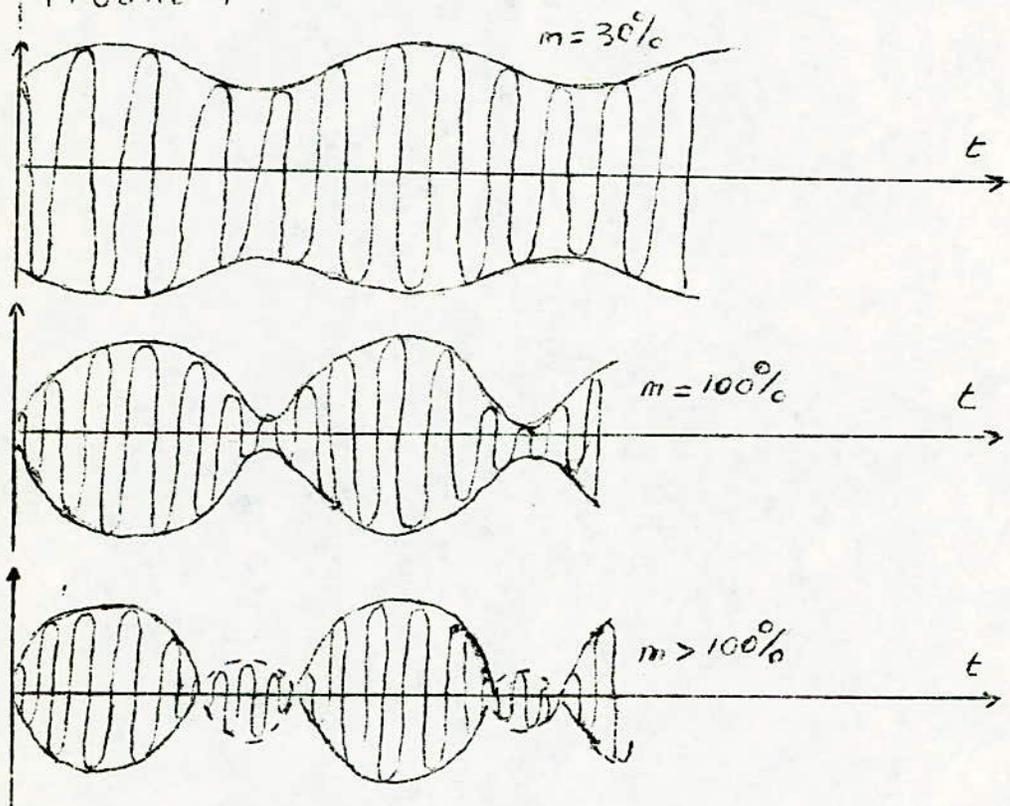


FIGURE 2

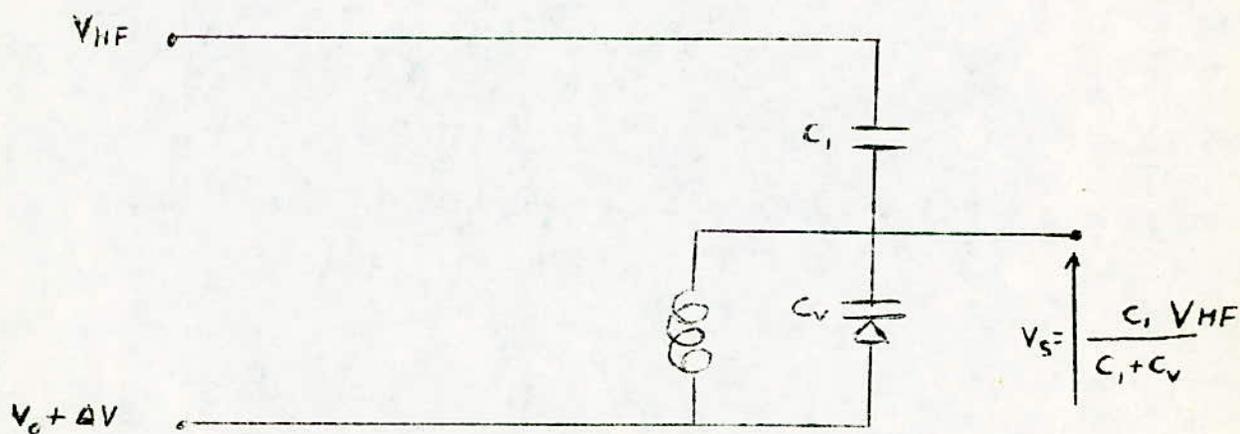


FIGURE 3

c) Un autre procédé, plus simple, est utilisée par la figure 3. Il met en oeuvre un pont diviseur capacitif dont le rapport est variable du fait de la présence d'une diode varicap.

## 5 - Démodulation d'onde AM

Le principe d'une détection AM est de provoquer dans un circuit non linéaire un courant moyen proportionnel à l'amplitude instantané de la porteuse.

Deux types de détecteurs sont utilisés; le détecteur série et le détecteur parallèle (figure 4), le premier étant le plus répandu.

### 5.1 Détection linéaire

L'amplitude E des signaux à l'entrée du détecteur (secondaire du dernier transfo FI) est de l'ordre du volt.

En se rapportant à la figure 4(a) on peut écrire la tension moyenne détectée :  $V_d = R\bar{i}$  (ceci suppose la condition  $R < 1/Cw_{BF}$  réalisée, ce qui est le cas pour des variations lentes de l'amplitude E.

La tension instantanée aux bornes de la diode est:  $V = E \cos \theta - R\bar{i}$ . D'où :  $i = (E \cos \theta - R\bar{i}) / r$

La relation ci-dessous suppose qu'il n'existe aucun signal HF aux bornes de C et donc que tout ce signal est appliqué aux bornes de C. Cela suppose que  $R > 1/Cw_{HF}$  et d'autre part que  $C > C_i$  ( $C_i$ : capacité inter électrode de la diode)

Or  $\theta = \theta_0$  pour  $i=0$  définit l'angle d'ouverture de la diode.

$$\text{D'où : } \bar{i} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} i d\theta = \frac{E}{\pi r} \cos \theta_0 = \frac{E}{\pi r} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0)$$

Soit:  $\text{tg} \theta_0 - \theta_0 = \frac{\pi r}{R}$   $\theta_0$  est donc indépendant de l'amplitude.

$$\text{E. Enfin: } V_d = \underline{E \cos \theta_0}$$

La tension détectée est proportionnelle à E, la détection est linéaire.

Si E varie,  $V_d$  varie aussi. En particulier si E est l'amplitude d'un signal AM.

FIGURE 4

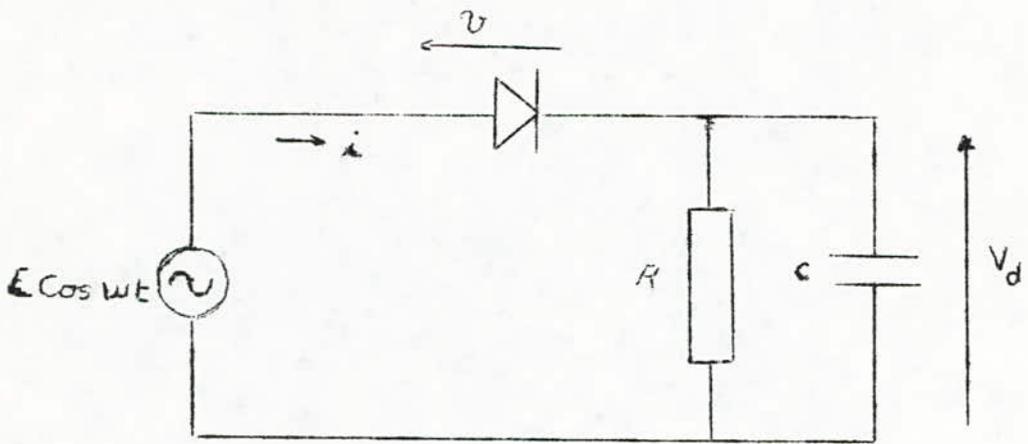
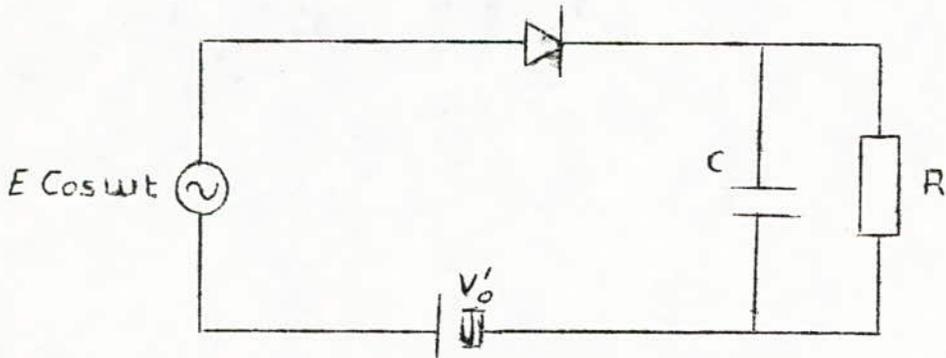


FIGURE 4a



## 5.2 Détection quadratique

L'amplitude des signaux à l'entrée du détecteur est très faible;.

La diode travaille alors dans sa zone quadratique (coude) et l'on peut montrer que  $V_d = K E^2$ . La tension détectée est proportionnelle au carré de  $E$ . En particulier si  $E = E_0 (1 + m \cos w_{BF} t)$  il va apparaître une tension parasite d'amplitude  $\frac{E_0 m^2}{2}$  et de pulsation  $2 w_{BF}$ . Il ya donc distortion. Par ailleurs dans le cas d'une détection linéaire pour les forts taux de modulation l'amplitude  $E$  de la tension HF devient très faible aux instants  $\cos w_{BF} t = -1$  (creux de modulation). Une distorsion risque alors d'apparaître d'où la nécessité de limiter  $m$ .

- tecton

## 5.3 Amortissement introduit par la détection

Dans le cas d'une détection linéaire on montre que l'étage détecteur introduit une résistance d'amortissement qui vaut sensiblement  $R/2$ . Cette résistance vient de réfléchir au primaire accordé du dernier tranfo FI. Si elle est trop faible, la bande passante du circuit peut s'élargir.

Lorsque la détection est quadratique l'amortissement est sensiblement égal à  $r$ .

(Nota: Dans le cas d'une détection parallèle l'amortissement vaut environ  $R/3$ ).

:

## 5.4 Détection linéaire à charge extérieure (figure 5)

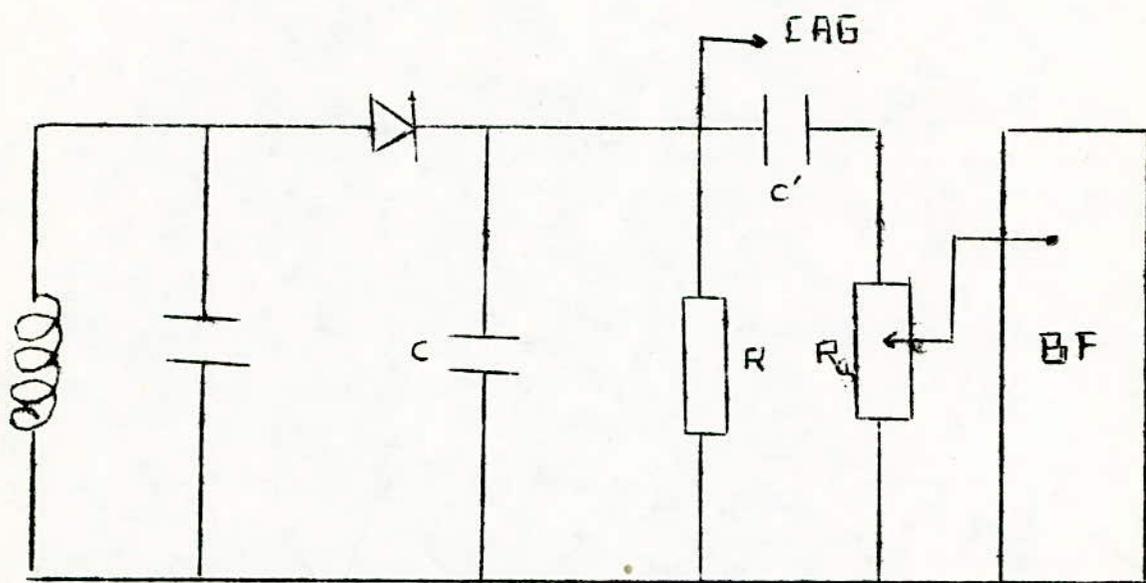
La modulation produit un courant supplémentaire dans  $C_1 R_g$ , donc une dépense d'énergie ce qui amortira un peu plus la source (secondaire tranfo FI) vaut:

$$\frac{R}{2} // \frac{R'}{2m^2} < \frac{R}{2} \quad \text{avec} \quad R' = R // R_g$$

L'amortissement du bobinage augmente avec  $m$  ce qui diminue le gain et augmente la bande de l'étage. Il y aura donc compression des contrastes, surtout pour les fréquences basses de la modulation. Il faudra essayer de ne pas charger le détecteur.

On montre que la valeur limite de  $m$  au-delà de laquelle le signal détecté sera distordu est :  $m \leq \frac{R_g}{R_g + R}$ .

IMR, FIGURE 5



## 6 PREPARATION.

### 6.1 Méthode du trapéze:

D'après le schéma de la fig A.

Montrer que la courbe obtenue sur l'oscilloscope de l'oscilloscope est un trapéze.

En déduire le taux de modulation (m).

### 6.2 Résidu HF.

- Pour une détection AM, à l'aide d'un détecteur d'enveloppe  
Donner la valeur du résidu HF.
- Donner la valeur de la résistance d'amortissement en  
fonction de la charge. Justifier votre réponse.

## MANIPULATION:

### I Etude du Modulateur:

#### Méthode du trapéze:

Réaliser le montage de la fig 6

$$\text{Avec. } U_{AL} = + 15 \text{ V}$$

$$e_{HF} = 1 \text{veff}, f_{HF} = 455 \text{ Khz.}$$

$$f_{BF} = 1000 \text{ hz.}$$

- Tracer m: (taux de modulation) en fonction de l'amplitude du signal modulant (eBF).
- Vérifier quelques points par la méthode des amplitudes.
- Pour  $m > 100\%$ . que constatez vous? Conséquence pour deux émetteurs voisins si l'un est surmodulé?

### II Etude de l'ampli Selectif.

Réaliser le montage de la fig 7.

$$\text{avec : } U_{AL} = + 15 \text{ V.}$$

$$V_e = 1 \text{V (crête à crête).}$$

- Tracer  $G = g(w)$ . f variant de qq : Khz jusqu'à 1,5 Mhz.

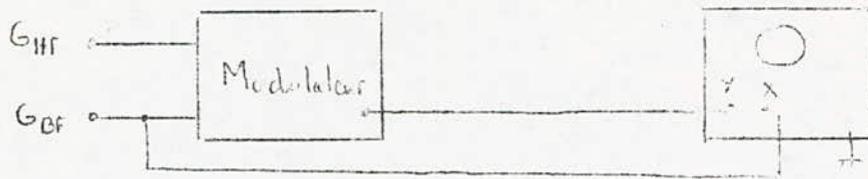


Figure A

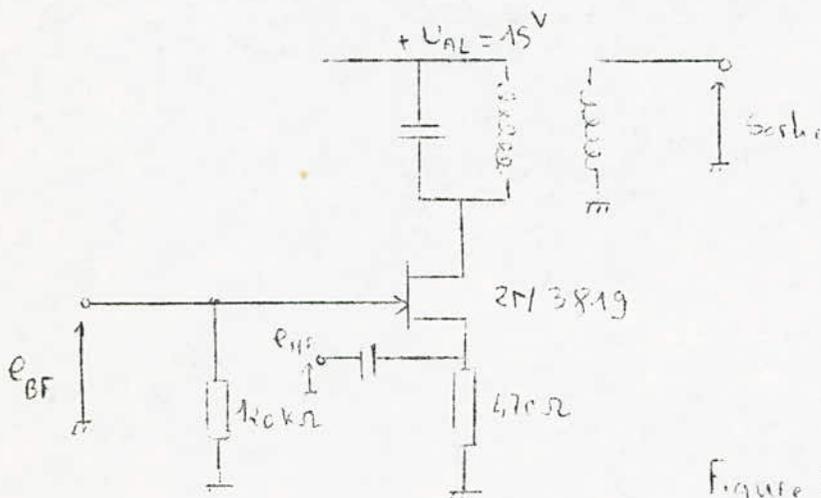


Figure 6 - Modulateur à FET

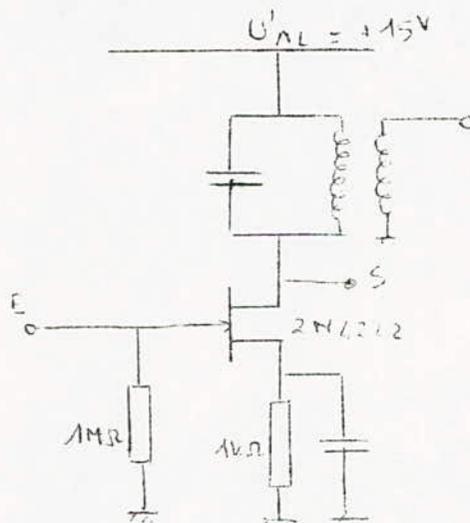


Figure 7 - Ampli sélectif

### III Demodulation:

#### 1 Etude de l'intégrateur RC.

Réaliser le montage de la fig 8

Relever la tension détectée  $V_{de} = f(V_{HF})$  pour VHF allant de qq mV à 2,5 v (crête).

Taux de modulation = 0) pour des valeurs de  $R = 10, 50, 100, \infty \text{ k}\Omega$

Avec :  $e_{HF} = 1 \text{ v}_{eff}$ ,  $v_{AL} = +15 \text{ v}_{AL}$ ,  $e_{BF} = 0$  (Générateur BF débranché).  $f_{HF} = 455 \text{ Khz}$ .

Tracer les courbes correspondantes, sur deux graphiques séparés, l'un étudiant leur totalité, et l'autre la partie proche à l'origine ( $V_{HF} < 300 \text{ mV}$ ).

- Commenter ces courbes.

#### 2 Etude en régime Modulé:

Oscillogramme de  $V_{BF}$ :

Relever les oscillogrammes de  $V_{BF}$

pour  $m = 0; 30; 50; 80; 100\%$

avec  $f_{BF} = 1000 \text{ Hz}$ .

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

Conclusion

#### 3 Résidu HF:

Relever la forme du résidu à l'oscilloscope et donner son amplitude.

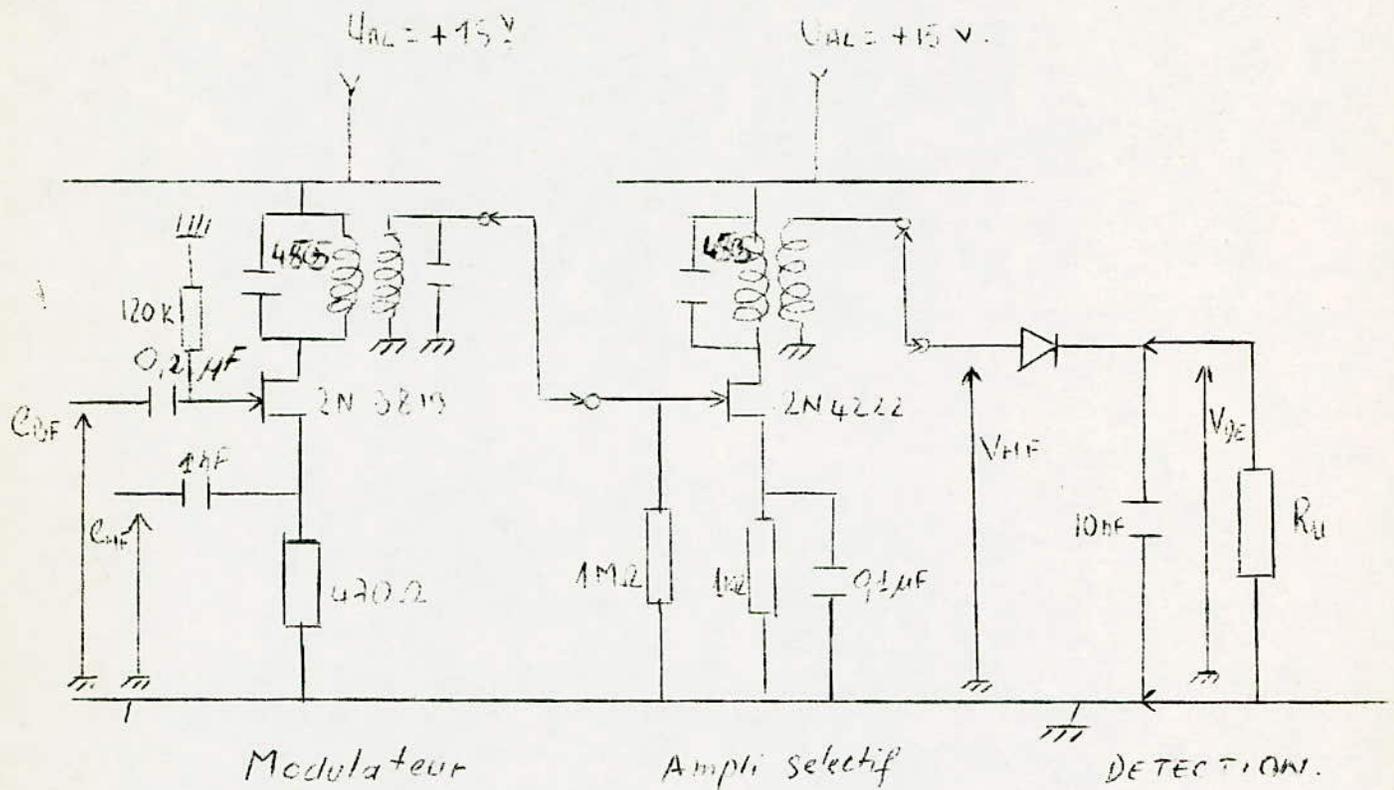


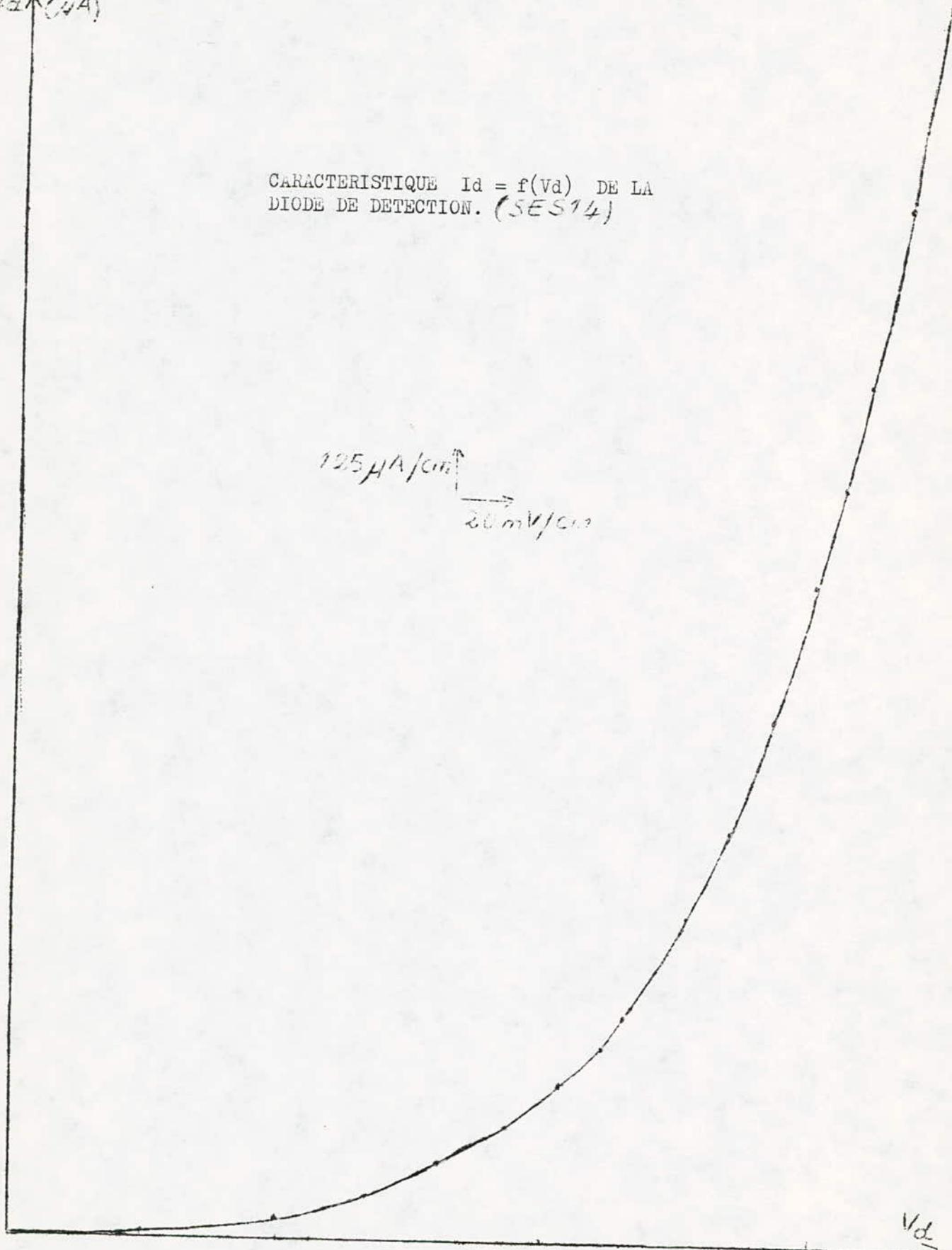
FIGURE - 8

$I_d$  ( $\mu A$ )

CARACTERISTIQUE  $I_d = f(V_d)$  DE LA  
DIODE DE DETECTION. (SES14)

$125 \mu A/cm$   
 $20 mV/cm$

$V_d$   
(mV)





## MODULATION DE FREQUENCE

### 1 Caractéristique de la modulation de fréquence

La fréquence de la porteuse devra varier linéairement en fonction du message modulant. La fréquence instantanée sera :  $f_0 + K_f f_m(t)$  soit :  $w(t) = w_0 + 2\pi K_f f_m(t)$

Cette pulsation instantanée est la dérivée de l'angle de phase.

$$\theta_o(t) : w(t) = \frac{d\theta_o(t)}{dt} = w_0 + 2\pi K_f f_m(t)$$

$$\text{soit : } \theta_o(t) = \int w(t) dt = w_0 t + 2\pi K_f \int f_m(t) dt$$

L'expression mathématique d'une onde modulée en fréquence é donc :  $f(t) = A_0 \cos \left[ w_0 t + 2 K_f \int f_m(t) dt \right]$

Soit dans le cas d'un message modulant sinusoïdal

$$A_m \cos w_m t$$

$$f(t) = A_0 \cos \left[ w_0 t + \frac{K_f A_m}{f_m} \sin w_m t \right]$$

$\Delta f = \int = K_f A_m$  est appelée excursion de fréquence ou swing.

Le rapport  $\Delta f / f_m$  définit l'indice de modulation  $m_f$  d'un signal FM.

### 2 Représentation spectrale

L'expression de l'onde FM peut être décomposée en série de Bessel :

$$f(t) = A_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \cos(\omega_0 + n\omega_m)t$$

$$\begin{aligned} \text{Soit : } f(t) &= A_0 J_0(m_f) \cos \omega_0 t \\ &+ A_0 J_1(m_f) \left[ \cos(\omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_0 - \omega_m)t \right] \\ &+ A_0 J_2(m_f) \left[ \cos(\omega_0 + 2\omega_m)t + \cos(\omega_0 - 2\omega_m)t \right] \\ &+ \dots \end{aligned}$$

Un signal FM a donc un nombre infini de composantes spectrales distantes de  $f_m$ ,  $2f_m$ ,  $3f_m \dots$  de la fréquence porteuse (figure 1).

Les raies spectrales pour lesquelles l'amplitude des coefficients de Bessel est supérieure à 0,01 ne diminuent pas nécessairement leur amplitude lorsque  $n$  augmente, quoique dépassé une certaine valeur de  $n$ , toutes les raies spectrales sont d'amplitude négligeable.

Si:  $m_f \ll 1$  le spectre d'un signal FM rappelle celui d'un signal AM et nous obtenons une modulation de fréquence à bande étroite (NBFM). La bande de fréquence est:  $B = 2f_M$ .

Si:  $0,3 \leq m_f \leq 20$  la bande de fréquence est donnée par  $B = 2N f_M$  où  $N$  est le nombre de raies spectrales dont l'amplitude des coefficients de Bessel demeure supérieure à 0,01.

Si:  $m_f > 20$  la bande de fréquence est donnée par la règle de Carson :  $B = 2(\Delta f + f_m)$

### 3 Relations de puissance

La puissance moyenne totale  $P_t$  d'un signal FM développé sur une antenne de résistance  $R$  est:

$$P_t = \frac{A_c^2}{2R} \left[ J_0^2(m_f) + 2 J_1^2(m_f) + \dots \right]$$

La puissance contenue dans les bandes latérales sera donc:

$$P_L = P_t - \frac{A_c^2}{2R} J_0^2(m_f) = \frac{A_c^2}{2R} \left[ 1 - J_0^2(m_f) \right] = P_c \left[ 1 - J_0^2(m_f) \right]$$

Or  $J_0(x)$  décroît très rapidement avec  $m_f$  et s'annule même pour 2,4; 5,52; 8,65; 11,79 etc...

La porteuse transmet donc très peu d'énergie et  $P_t \simeq P_c$ .

Toute l'énergie émise en FM contient donc de l'information.

### 4 Modulation de phase

En modulation de phase, la phase de la porteuse varie proportionnellement au signal modulant soit:

$$\theta(t) = \omega_c t + k_f \int m(t) dt$$

Le signal modulé sera donc formulé comme suit:

$$f(t) = A_c \cos \left[ \omega_c t + k_f \int m(t) dt \right]$$

soit: si :  $f_m(t) = A_m \cos \omega_m t$

$$f(t) = A_c \cos [\omega_c t + m_p \cos \omega_m t]$$

$\Delta\psi = m_p = V_f A_m$  est l'indice de modulation qui représente aussi la déviation de phase maximale ou excursion de phase.

Pour éviter toute ambiguïté à la modulation, l'excursion de phase sera limitée à  $\pm 180^\circ$  sans quoi on ne pourrait distinguer l'un de l'autre des angles dont la différence est  $360^\circ$ .

La restriction  $m_p \leq \pi$  va impliquer une bande de fréquence plus réduite. On montre que  $B \leq 12f_M$

Les propriétés de la PM sont pour la plupart identiques à celle de la FM. En comparant fréquence instantanée en FM et en PM on peut conclure que la FM et la dérivée de PM. Cette conclusion a des conséquences pratiques importantes au niveau de l'obtention d'ondes FM.

## 5 Procédés d'obtention

Qu'il s'agisse de réaliser une FM ou une PM le modulateur aura pour rôle de transformer le signal de modulation en variations de réactances proportionnelles. Ces réactances variables (diode varicap, tube à réactance et sa version à transistor, self variable par variation de la perméabilité de son noyau magnétique) pourront être appliquées directement sur le C.O d'un oscillateur pour produire une FM ou en un point de la chaîne d'amplification de l'émetteur pour créer une modulation de phase ou une modulation de fréquence

indirecte si le signal modulant subit un filtrage passe-bas à - 6 dB/octave.

Ces procédés sont illustrés par les figures 2 à 5.

## 6 Démodulation

Elle pourra être soit non cohérente, dans le premier cas, celle-ci consiste à transformer le signal FM en signal AM puis à utiliser un détecteur d'enveloppe. La démodulation cohérente<sup>AC</sup> base sur le principe de la PLL.

### 6.1 Détecteur symétrique (Foster-seeley)

Il utilise la différence de phase de  $90^\circ$  qui existe entre les tensions primaires et secondaires d'un transformateur accordé (figure 6). La tension primaire est injectée sur une prise médiane du secondaire. Les tensions développées sur les résistances de charge des diodes de détection sont, en l'absence de modulation, égales et opposées. Si la fréquence

reçue est différente de la fréquence d'accord (fréquence  $f_1$ ) ou s'il y a variation de la fréquence reçue, le décalage de phase entre primaire et secondaire n'est plus de  $90^\circ$  mais  $90^\circ \pm \Delta^\circ$  (figure 7)

Les tensions appliquées aux diodes de détection ne sont plus égales et l'on recueille en sortie une tension proportionnelle à l'écart de fréquence. La caractéristique de discrimination d'un circuit bien conçu à l'allure indiquée par la figure 8.

Ce discriminateur qui présente une bonne linéarité, demande à être précédé de bons circuits limiteurs et n'a qu'une faible sensibilité.

### 6.2 Détecteur de rapport

C'est le type le plus utilisé. son schéma de principe (figure 9) fait ressortir sa structure en pont. L'effet limiteur de ce détecteur est excellent.

### 6.3 Discriminateur à coïncidence

On utilise encore le décalage de phase de  $90^\circ$  qui existe entre deux circuits accordés sur la fréquence centrale et couplés. Ces deux tensions attaquent les deux entrées d'un circuit multiplieur.

Les versions modernes utilisent les circuits intégrés spéciaux tels que le TBA 120 A, le TAA 661, le TAA 750 etc...

Ces CI incluent la fonction limiteur. (fig 10)

### 6.4 Boucle à verrouillage de phase (PLL)

La figure 11 donne le principe d'une telle démodulation. L'avantage réside dans le fait que le seuil de démodulation baisse de 3 dB environ.

MONTAGES A REACTANCE VARIABLE.

Généralités:

Considérons le montage amplificateur de la figure 10 . La capacité C crée un effet Miller qui reporte à l'entrée une capacité " A " fois plus grande. En effet, nous avons :

$$I = jCw(Ue - Us)$$
$$= jCw(1 + A)Ue$$

Soit  $jCeqw = jCw(1 + A)$ .

Si le gain peut être rendu variable au moyen d'une tension de commande appropriée, la capacité  $Ceq$  varie également. Il suffit de la placer aux bornes d'un circuit oscillant pour que la fréquence varie au rythme de la tension de commande. Cette pratique utilise soit un circuit intégré ( genre MC 1550 ) " voir fig 10a " , soit un transistor à effet de champ , soit un tube électronique ( pentode à pente variable ).

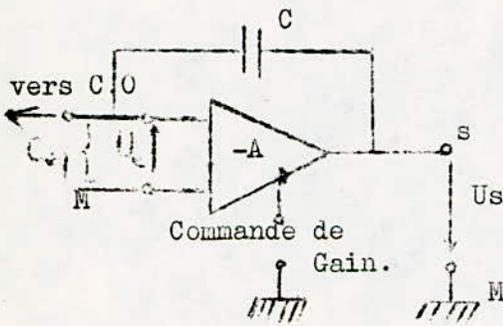


fig 10

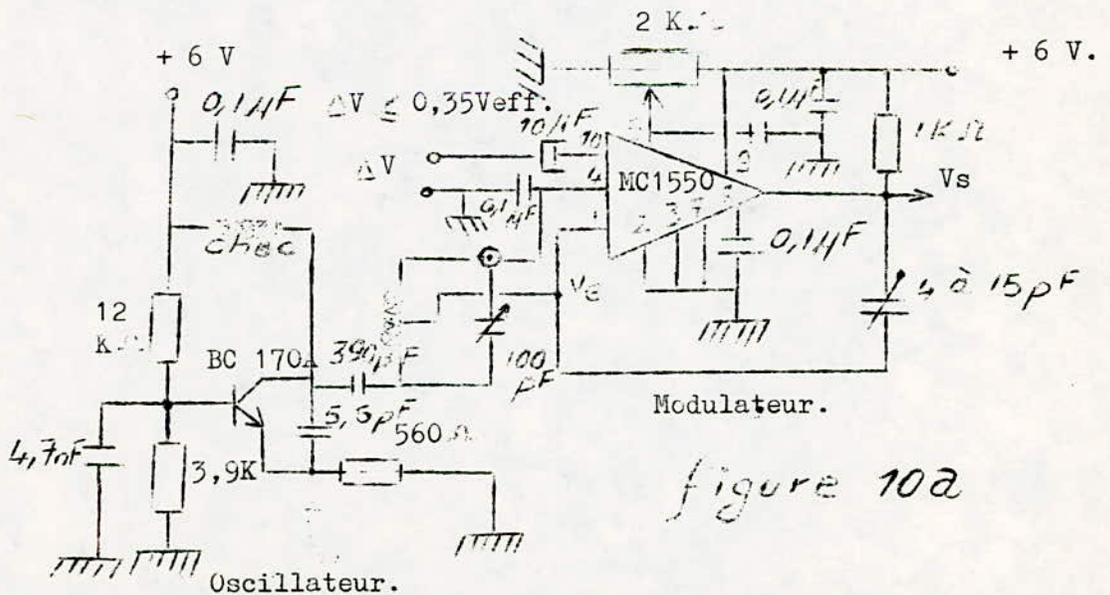


figure 10a

## MODULATION PAR FET.

6

Considérons tout d'abord le montage à FET de la figure 11 : on reporte aux bornes d'un circuit accordé "L.Cp" placé dans un oscillateur une capacité  $C_{eq}$  issue d'un effet Miller.

La capacité  $C$  se trouve, en effet, multipliée par le gain de l'étage:  $A=G_m.R$ . Le point de repos du FET est choisi dans une région très courbée de la caractéristique " $I_d$  vs  $V_g$ " la polarisation  $-V_{g0}$  est donc choisie pour se placer dans une zone où la pente  $G_m$  croît linéairement.

On démontre que:

$$I_d = I_{dss} \left( 1 - \frac{V_g}{V_p} \right)^2$$

La pente découle de :

$$\frac{d I_d}{d V_g} = \frac{2 \cdot I_{dss}}{V_p} \left( \frac{V_g}{V_p} - 1 \right).$$

Théoriquement,  $G_m$  croît linéairement avec  $V_g$ . Si l'on ajoute à  $V_{g0}$ , une tension alternative B.F., la capacité  $C_{eq}$  suit sa variation :

$$C_{eq} = C.R \frac{2 \cdot I_{dss}}{V_p} \left( \frac{V_g}{V_p} - 1 \right)$$

Ou au niveau des variations:

$$\Delta C_{eq} = C.R \frac{2 \cdot I_{dss}}{V_p} \Delta V_g.$$

## MODULATION PAR DIODE VARICAP.

Pour faire varier la fréquence d'un oscillateur H.F., on peut faire appel à une diode Varicap branchée aux bornes du circuit oscillant (figure 12) la diode fonctionne en inverse au moyen d'une tension continue dont on fait varier plus ou moins la valeur ; cette variation peut se faire au rythme d'une tension à basse fréquence et on a, alors, affaire à un modulateur de fréquence.

Si la variation de  $C_{tot}$  reste faible devant  $C_p$  (On suppose que la capacité de découplage  $C_s$  reste toujours très élevée devant  $C_{tot}$ ), la variation de fréquence répond à la formule:

$$\Delta f = f_{os} \cdot \frac{\Delta C_{tot}}{2C_p}$$

Par conséquent, si la variation de  $C_{tot}$  est rendue linéaire, la dérivée  $\Delta f$  suit cette variation, et la modulation M.F est correcte.

- DEMODULATEUR A COINCIDENCE.

Un discriminateur est un dispositif, qui recevant un signal H.F modulé en fréquence, délivre le signal modulant.

Le démodulateur réalisé, utilise le C.I T.B.A 120A qui est un amplificateur symétrique à six étages associé à un démodulateur à coïncidence symétrique prévu pour l'amplification et la démodulation de signaux modulés en fréquence. Il équipe les récepteurs radio et TV, ce circuit peut être utilisé dans toutes sortes de limiteurs-amplificateurs, modulateurs, démodulateurs ou mélangeurs avec une excellente réjection des signaux d'entrée.

Le C.I TBA 120A se caractérise par les points suivants:

- . Caractéristique de limitation exceptionnelles.
- . Très bonne stabilité en fréquence de la caractéristique de conversion.
- . Large gamme de tensions d'alimentation ( 5 à 15 V ).
- . Peu de composant externes.

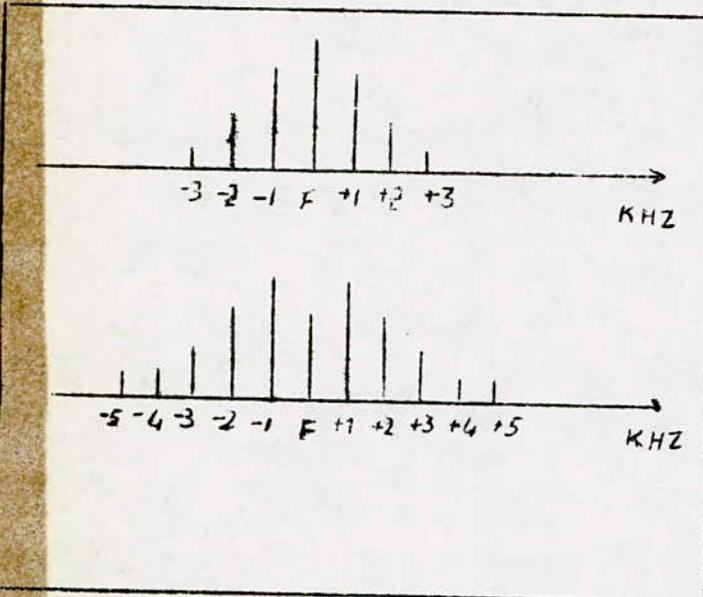


FIGURE 1

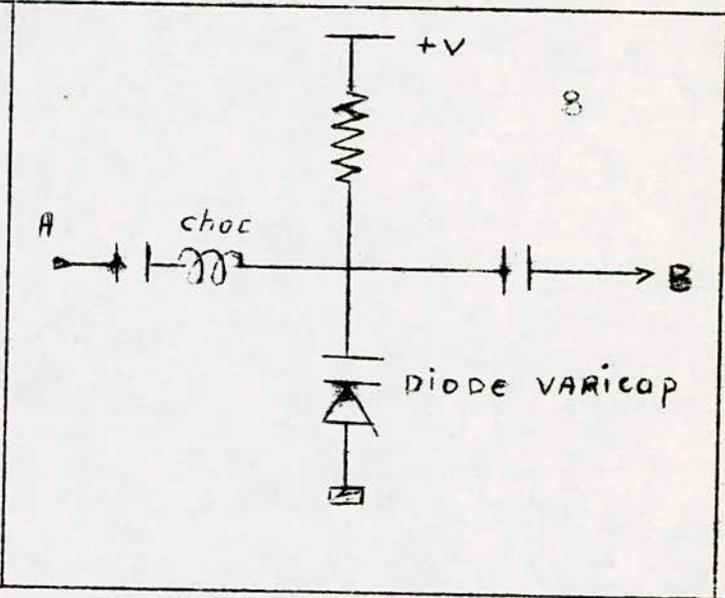


FIGURE 2

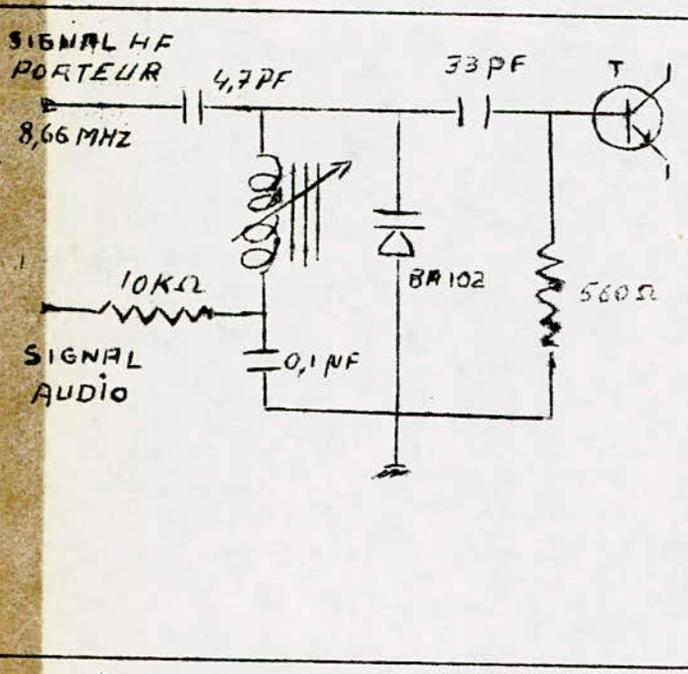


FIGURE 3

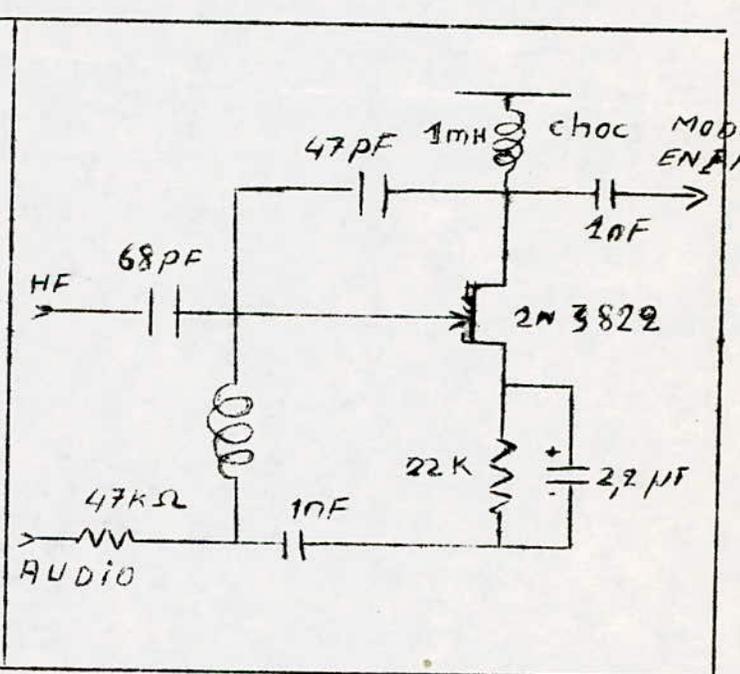


FIGURE 4



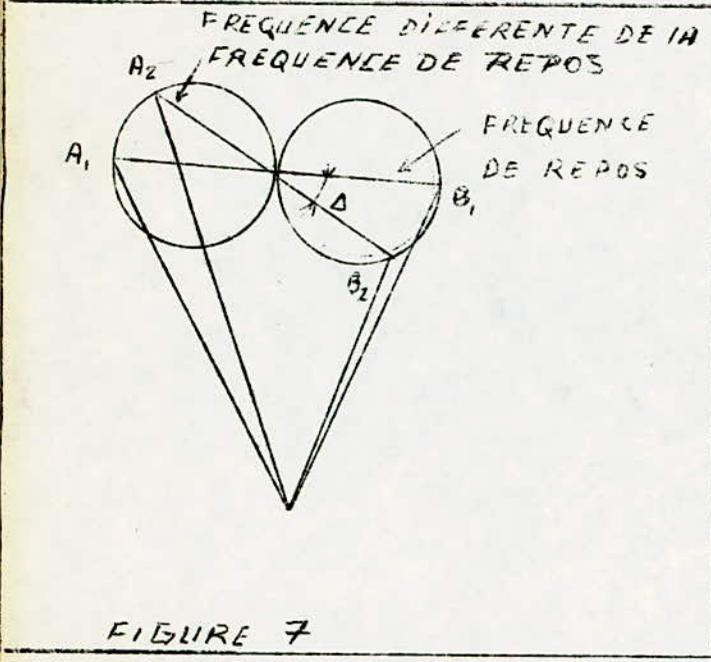


FIGURE 7

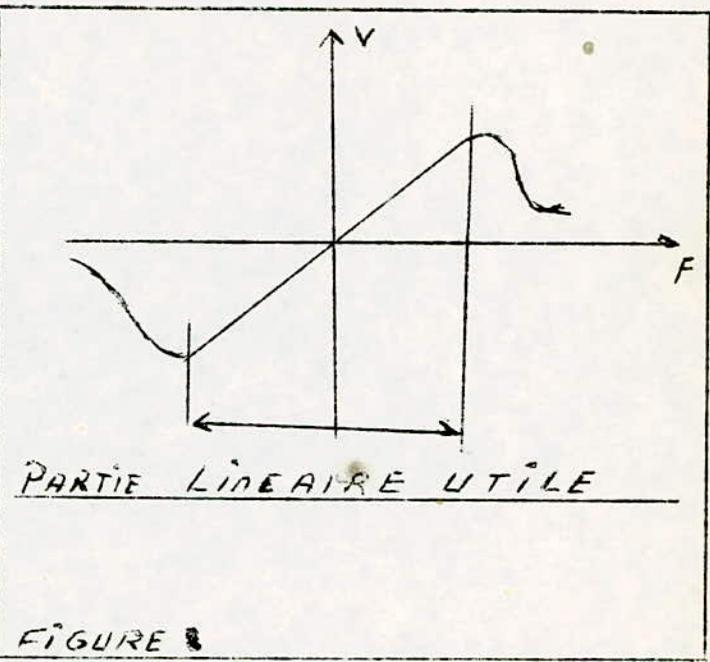


FIGURE 8

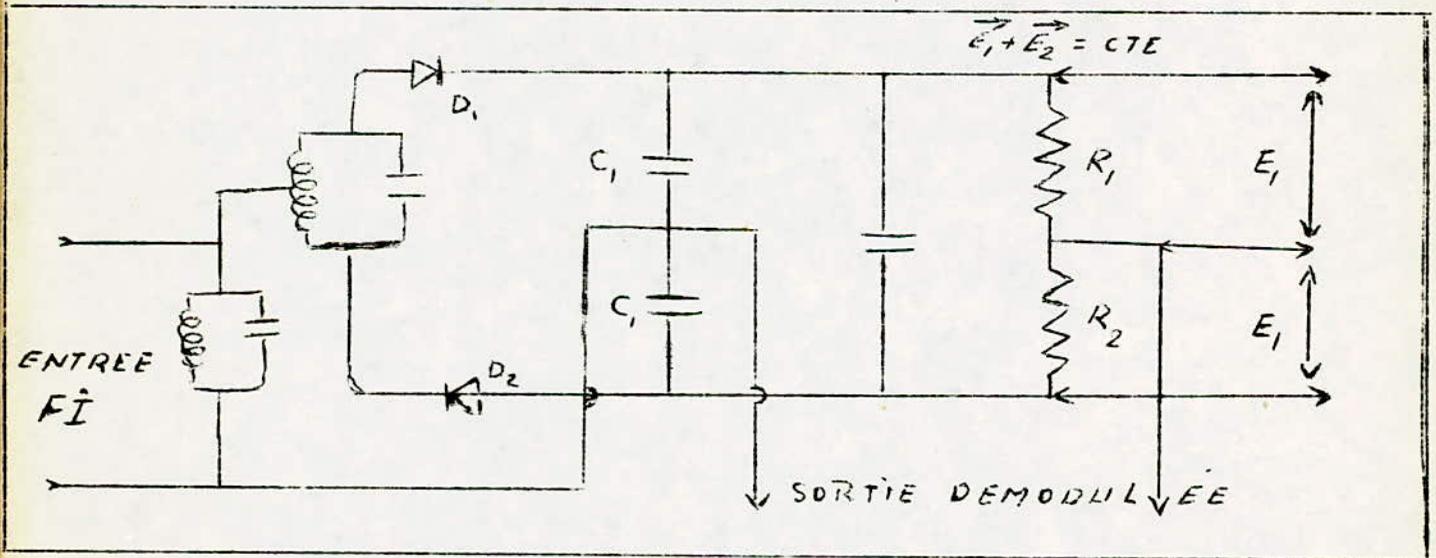


FIGURE 9

- TRAVAIL PREPARATOIRE.

11

a) On considère le schéma du modulateur réalisé (figure 11).

--D'après la caractéristique du FET utilisé (2N4222) ; calculer  $\Delta C_{eq}$  et  $\Delta f$  en fonction de  $\Delta V_g$ .

b) Dans quelle zone , on polarise la Varicap pour que la dérive de fréquence  $f$  reste sensiblement linéaire.

- MANIPULATION.

I-MODULATEUR.

Le schéma du modulateur à FET est donné par la ( fig 11).

I 1 - Observer le signal en sortie modulée , l'attaque étant faite avec un G.B.F sur position "signal carré" (  $f_{bf} = 1 \text{ KHz}$  ).

Faire varier l'amplitude du signal B.F -- Que remarquez vous? Conclusions

I 2 - Caractéristique du modulateur.

On remplacera le GBF par une alimentation continue  $V_c$ .

Tracer  $\Delta f = g(V_c)$  :  $V_c$  variant de 0 à 5 volt.

II--DISCRIMINATEUR A COINCIDENCE.

Le discriminateur utilisé est donné en figure 13

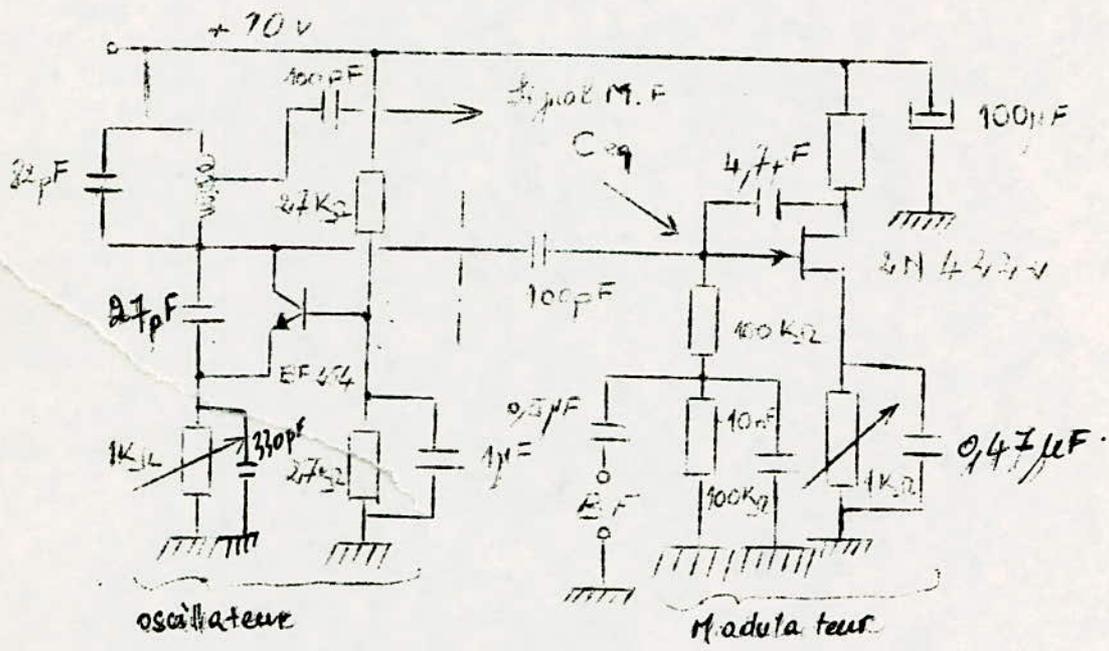
II 1- Attaquer le démodulateur par un signal F.M de 10,7 Mhz ( Utiliser un G.B.F et un G.H.F : Modulation FM externe) .  $f_{mod.} = 1 \text{ KHz}$ .

Tracer la courbe  $\Delta f = g(V_{bf})$ .

Conclusions - Plage de linéarité du démodulateur.

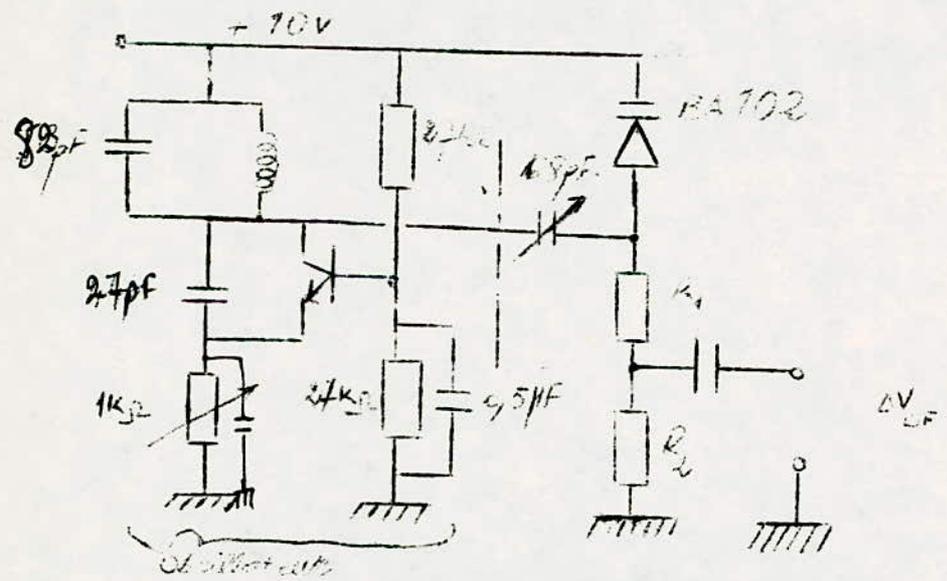
II 2- Attaquer le démodulateur par le signal de sortie du modulateur à FET

Tracer  $\Delta f = g(V_c)$  . Conclusions?



MODULATEUR à F.E.T

figure 11



MODULATEUR à VARICAP.

figure 12

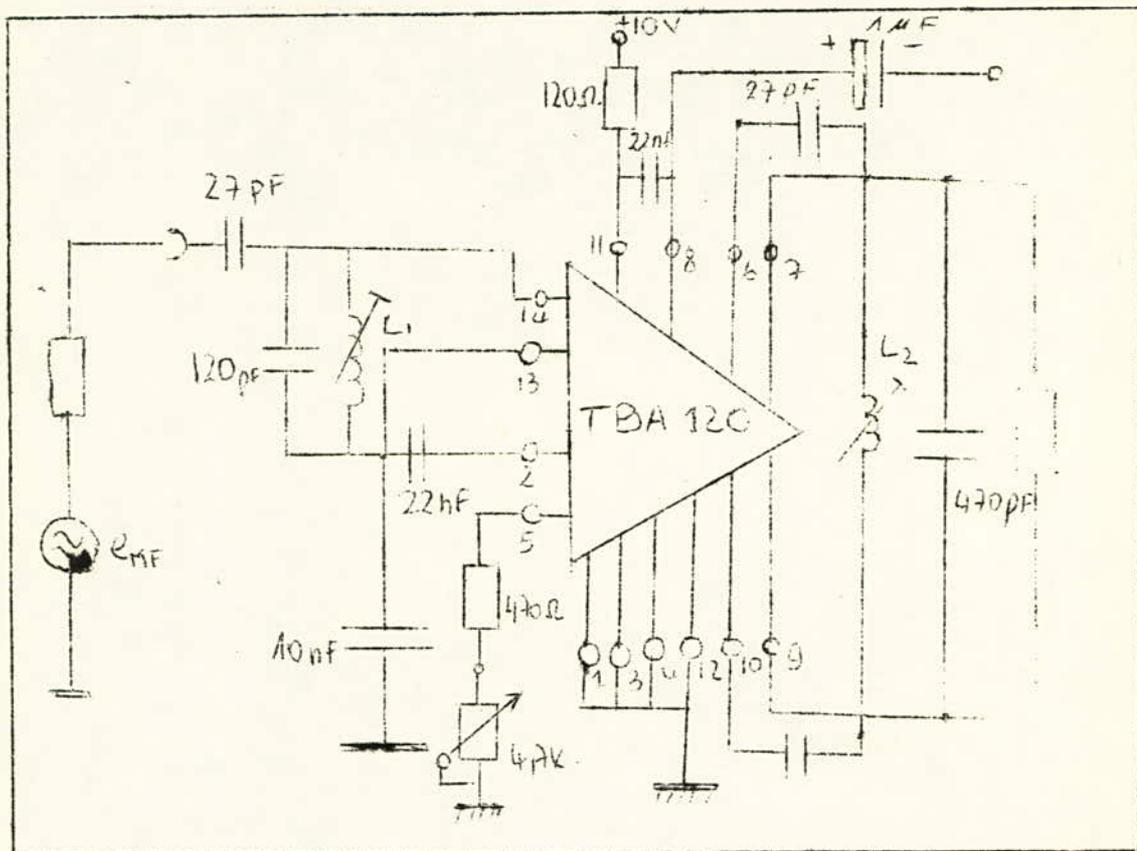


FIGURE 17

$I_d$   
(mA)

Caractéristique du FET  
 $I_d = f(V_{gs})$   
2N.4232

1mA  
0.2V

$I_d = f(V_{gs})$

pente  $g_m$

$I_{DSS}$

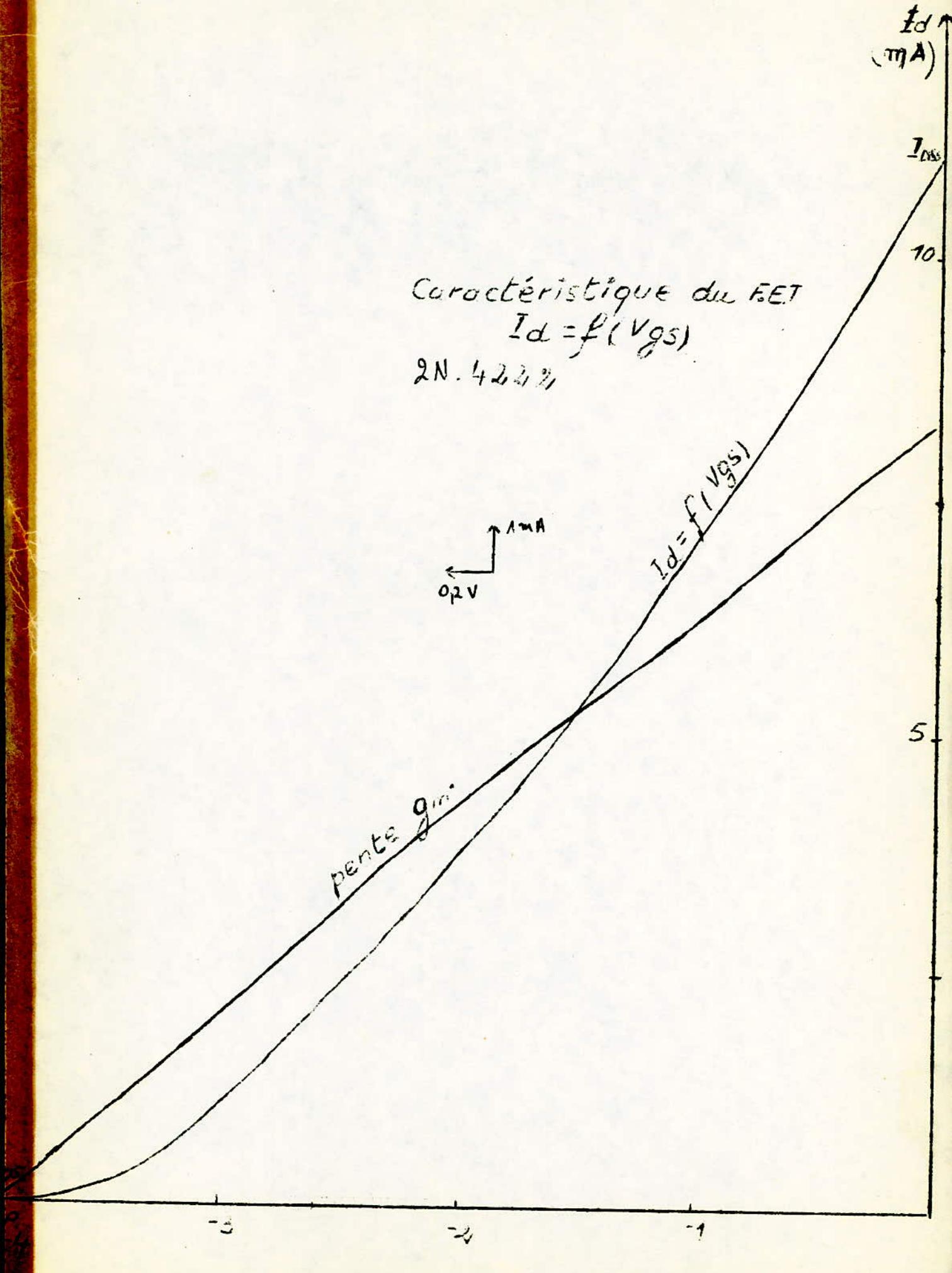
10

5

-3

-2

-1

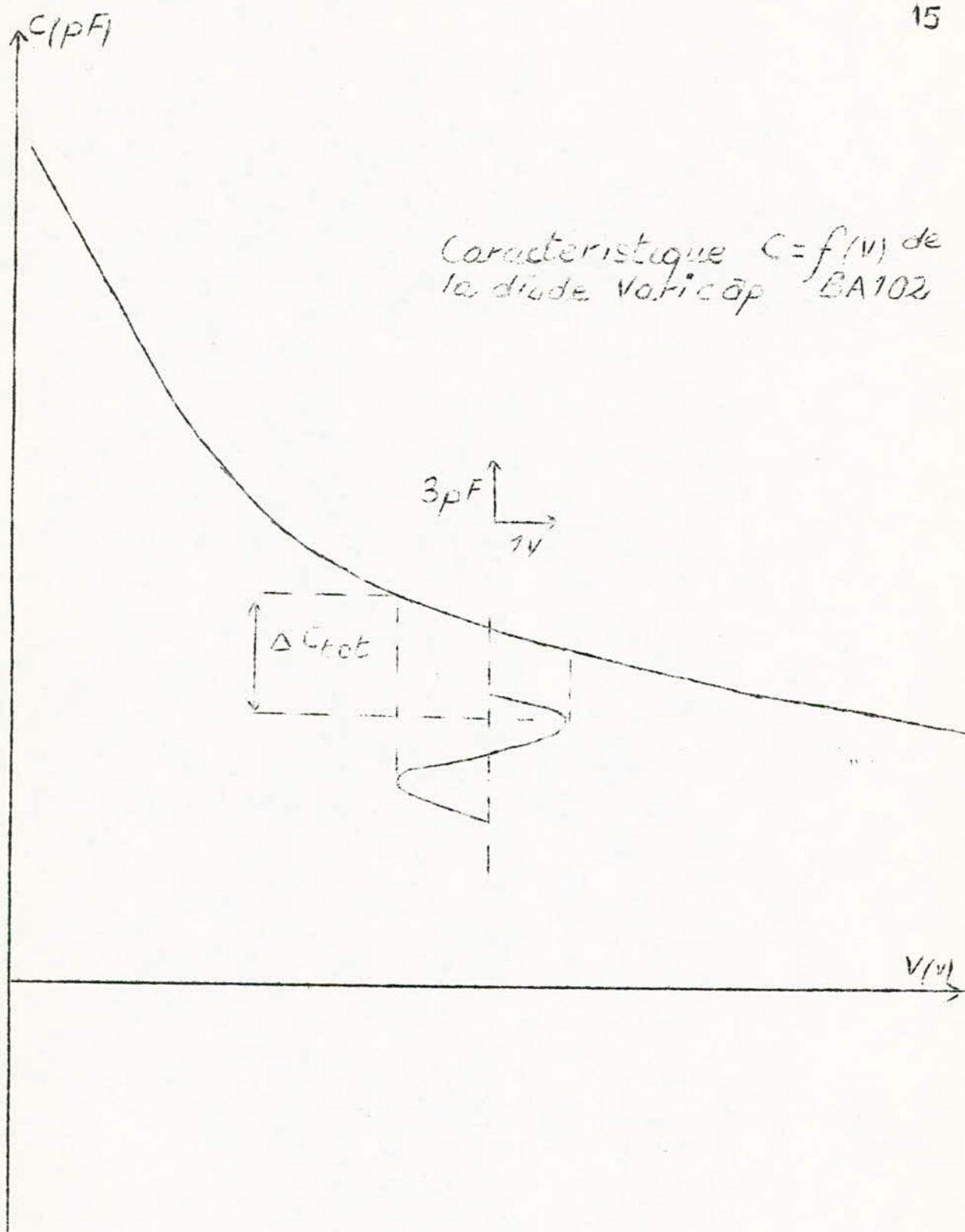


$C(\text{pF})$ 

Caractéristique  $C=f(V)$  de  
la diode Varicap BA102

3pF  
1V

$\Delta C_{tot}$

 $V(V)$ 



# BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE

## A) RAPPEL THEORIQUE

### 1 - INTRODUCTION

On appelle boucle à verrouillage de phase, ou PLL (Phase locked loop) un système d'asservissement dans lequel la grandeur asservie est la phase d'un signal alternatif.

Parmi les nombreuses applications du PLL on peut citer :

- le filtre "suiveur"

C'est un filtre à bande passante étroite mais dont la valeur de la fréquence centrale s'ajuste automatiquement sur celle du signal à recevoir : cette fréquence peut être variable dans de larges limites.

Ainsi, lorsqu'on s'intéresse au signal émis par un mobile animé d'une grande vitesse, on arrive à la possibilité de voir la fréquence du signal reçu se promener sur une plage de quelques dizaines de KHZ, compte tenu de l'effet Döppler. A titre d'exemple, avec un filtre suiveur de bande passante 40 Hz on arrive à capter un signal qui nécessiterait un filtre de 6KHz de bande passante, si on avait un récepteur classique.

- translation de fréquence

Dans certaines techniques de traitement des signaux on utilise souvent une translation de fréquence du signal incident : Cette translation s'obtient en utilisant un PLL dans certaines conditions.

- Synthétiseur de fréquences

Dans la réalisation des synthétiseurs de fréquences il est nécessaire de produire une série de raies spectrales à partir d'un seul oscillateur pilote de haute stabilité. En utilisant un PLL on obtient alors des raies qui sont dans un rapport fixe, entier ou fractionnaire, avec la fréquence du signal pilote (cf. paragraphe C-3).

- Discriminateur H.F.

Cette application fait l'objet du paragraphe A-5.

## 2 - PRINCIPE DU PLL

### 2-1 Notations

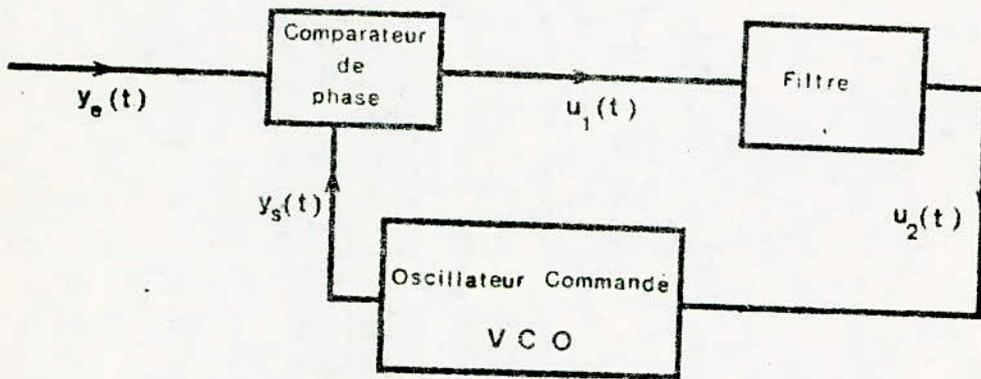
Nous désignerons par  $\psi(t)$  la phase instantanée du signal  $s(t)$   
Par définition la pulsation instantanée est :

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

Par suite on peut toujours écrire

$$\psi(t) = \int_0^t \omega(t)dt = \omega_0 t + \varphi(t)$$

### 2-2 Schéma de la boucle



La boucle se compose :

- d'un comparateur de phase (cf. paragraphe C-1)
- d'un filtre de boucle . . . . .
- d'un oscillateur commandé en tension VCO (cf. paragraphe C-2).

Nous désignerons par

- $y_e(t)$  le signal d'entrée
- $u_1(t)$  le signal de sortie du comparateur
- $u_2(t)$  le signal de sortie du filtre
- $y_s(t)$  le signal de sortie du VCO

Posons

$$\psi_e(t) = \omega_1 t + \varphi_e(t)$$

$$\psi_s(t) = \omega_0 t + \varphi_s(t)$$

- le comparateur de phase

C'est un dispositif qui délivre une tension fonction de la différence de phase des signaux d'entrée.

On aura donc par construction :

$$u_1(t) = k_1 g[\psi_e(t) - \psi_s(t)]$$

Remarque : on peut toujours se ramener à des signaux ayant même pulsation et écrire :

$$\psi_s(t) = \omega_1 \cdot t + \varphi'_s(t)$$

avec

$$\varphi'_s(t) = (\omega_0 - \omega_1) \cdot t + \varphi_s(t)$$

On pose alors :

$$\varphi(t) = \varphi_e(t) - \varphi'_s(t)$$

On a donc en sortie du comparateur

$$\boxed{u_1(t) = k_1 g[\varphi(t)]} \quad (1)$$

où  $k_1$  est une constante de l'appareil.

- le filtre de boucle

C'est un filtre qui a une fréquence de coupure très inférieure à celle de l'oscillateur au repos  $f_0$ , et dont la réponse impulsionnelle est donnée par

$$k_2 f(t) \quad (2)$$

- l'oscillateur commandé

C'est un oscillateur qui délivre un signal de pulsation  $\omega_0$  lorsqu'on lui applique une tension de repos  $V_{co}$ .

Si la tension varie autour de  $V_{co}$ , la fréquence du signal de sortie subira un écart par rapport à  $f_0$ , proportionnel à la variation de la tension de commande.

On a  $\Delta\omega = k_3 u_2(t)$

$k_3$  étant une constante de l'oscillateur

Si  $\psi_s = \omega_0 t + \varphi_s(t)$

on a  $\Delta\omega = \omega - \omega_0 = \frac{d\varphi_s(t)}{dt}$

D'où  $\frac{d\varphi_s(t)}{dt} = k_3 u_2(t)$  (3)

### 2-3 Etude du comparateur de phase

Le comparateur que nous utiliserons est du type "multiplieur analogique", c'est-à-dire qu'il délivre un signal :

$$u_1(t) = k_1 \cdot y_e(t) \cdot y_s^{-1}(t)$$

L'oscillateur commandé délivre un signal carré.

- Cas où  $y_e(t)$  est un signal sinusoïdal

→ Montrer que si  $y_e(t)$  a même pulsation que  $y_s(t)$ , la tension utile, c'est-à-dire celle qui passera effectivement dans le filtre, est donnée par

$$u_1(t) = K_1 \cos \varphi$$

où  $K_1$  dépend des amplitudes des signaux et de  $k_1$ .

- Cas où  $y_e(t)$  est un signal carré

→ Montrer que si  $y_e(t)$  a même pulsation que  $y_s(t)$  la tension utile est identique à la fonction représentée ci-après :

### 3 - FONCTIONNEMENT DE LA BOUCLE DANS LE DOMAINE LINEAIRE

#### 3-1 Fonction de transfert

Dans le domaine linéaire, on a en faisant le changement de variable

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

$$u_1(t) = k_1 \varphi(t)$$

$$u_2(t) = k_2 f(t) * u_1(t)$$

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = k_3 u_2(t)$$

→ Montrer que si

$$\Phi_s(p) [ \varphi_s(t) ]$$

$$\Phi_e(p) [ \varphi_e(t) ] \quad ( [ ] = \text{transformée de Laplace} )$$

$$F(p) [ f(t) ]$$

on a

$$H(p) = \frac{\Phi_s}{\Phi_e} = \frac{K F(p)}{p + K F(p)}$$

avec

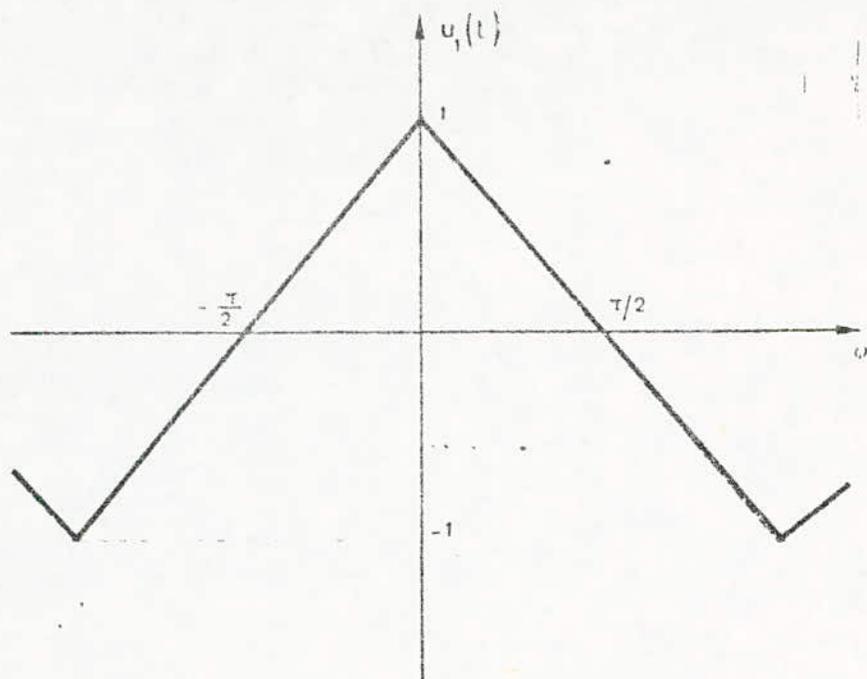
$$K = k_1 k_2 k_3$$

#### 3-2 Boucle du 1er ordre

C'est une boucle pour laquelle  $F(p) = 1$

##### 3-2-1 Echelon de phase

On suppose que la phase à l'origine du signal d'entrée est nulle et qu'à l'instant  $t = 0$  elle passe à la valeur  $\theta_e$  constante



Conclusion : Les études précédentes montrent que si l'entrée est un signal carré, le comparateur est linéaire, la fonction  $g(\varphi)$  étant

$$g(\varphi) = \left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)$$

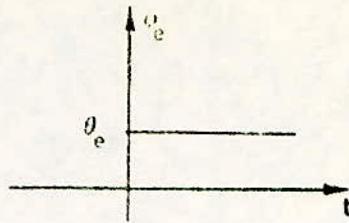
Si l'entrée est un signal sinusoïdal, on a

$$g(\varphi) = \cos \varphi$$

Le comparateur sera linéaire si  $\varphi$  varie peu autour de  $\frac{\pi}{2}$ .

→ Montrer qu'alors

$$\varphi(t) = \theta_e e^{-Kt}$$



Conclusion : Tout saut de phase à l'origine du signal d'entrée se répercute en régime permanent sur le signal de sortie : la phase de  $y_s$  suit donc la phase de  $y_e$ .

### 3-2-2 Echelon de pulsation

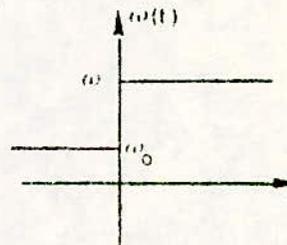
On suppose qu'à l'instant  $t = 0$  la pulsation du signal  $y_e$  passe de la valeur  $\omega_0$  à la valeur  $\omega$

On a alors

$$\varphi_e(t) = \Delta\omega t$$

→ Montrer que l'on a alors

$$\varphi(t) = \frac{\Delta\omega}{K} [1 - e^{-Kt}]$$



Par suite, on a

$$\varphi_s(t) = \Delta\omega t - \frac{\Delta\omega}{K}$$

Conclusion : Si la boucle est verrouillée au départ ( $\omega_i = \omega_0$ ), toute variation de fréquence du signal d'entrée se répercute sur le signal de sortie, le déphasage entre les signaux étant constant et égal à  $\frac{\Delta\omega}{K}$ , en régime permanent.

Remarque : On voit qu'il est souhaitable d'augmenter  $K$  si l'on veut diminuer l'erreur de phase statique  $\frac{\Delta\omega}{K}$ , et si l'on veut augmenter la réponse de la boucle.

Cependant on montre qu'il est souhaitable de diminuer  $K$  pour accroître les performances de la boucle en présence de bruit. Ceci conduit à introduire un filtre de boucle dont le rôle est de conserver les caractéristiques statiques de la boucle correspondant à un gain  $K$  élevé et de modifier les performances dynamiques.

On choisit alors des filtres dont la fonction de transfert est du type

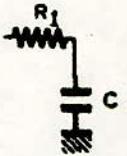
$$F(p) = \frac{1}{1 + \tau_1 p} \quad \text{ou} \quad F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p}$$

### 3-3 Boucle d'ordre supérieur

C'est une boucle pour laquelle la fonction de transfert est :

$$F(p) = \frac{1}{1 + \tau_1 p} \quad \text{filtre du 1er type}$$

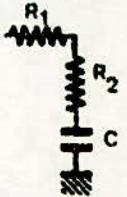
$$\tau_1 = R_1 C$$



$$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p} \quad \text{filtre du 2ème type}$$

$$\tau_1 = (R_1 + R_2) C$$

$$\tau_2 = R_2 C$$



→ Montrer alors que la fonction de transfert peut s'écrire

$$H(p) = \frac{\omega_n^2 (1 + \tau_2 p)}{p^2 + 2z \omega_n p + \omega_n^2}$$

$$\omega_n^2 = \frac{K}{\tau_1}$$

avec

$$2z \omega_n = \frac{1 + K \tau_2}{\tau_1}$$

Nous étudierons la réponse du système lorsque  $Z < 1$  (régime oscillatoire amorti) avec  $\tau_2 = 0$ .

#### 3-3-1 Echelon de phase

En employant les mêmes notations qu'au paragraphe 3-2 on peut montrer que

$$\varphi(t) = \frac{\theta^0}{\sqrt{1-z^2}} e^{-z \omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-z^2} t + \lambda)$$

où  $\lambda$  est une constante d'intégration dépendant des conditions initiales.

En régime permanent

$$\varphi(t) = 0$$

### 3-3-2 Echelon de fréquence

On a alors

$$\varphi(t) = \frac{\Delta\omega}{K} + \frac{\Delta\omega}{\omega_n \sqrt{1-z^2}} e^{-z\omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-z^2} t + \lambda)$$

Par suite en régime permanent

$$\varphi(t) = \frac{\Delta\omega}{K} = \text{constante}$$

Conclusion : Si la boucle est verrouillée au départ, toute variation de fréquence du signal d'entrée se répercute sur le signal de sortie, le déphasage étant constant et égal à  $\frac{\Delta\omega}{K}$  en régime permanent.

Il est clair que la boucle sera verrouillée tant que  $\frac{\Delta\omega}{K} < \pi$

### 3-3-3 Interprétation qualitative du fonctionnement de la boucle

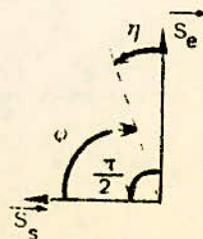
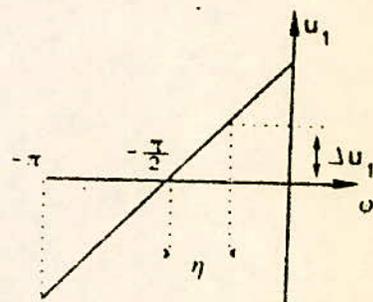
Nous supposons que le signal d'entrée est carré et que l'on travaille dans la partie de la caractéristique du comparateur telle que

$$\varphi \in [-\pi, 0]$$

Supposons que les signaux  $y_e$  et  $y_s$  aient même pulsation  $\omega_0$ . Dans le plan de Fresnel, les vecteurs caractéristiques  $\vec{S}_e$  et  $\vec{S}_s$  tournent à la même vitesse et présentent un déphasage constant égal à  $\frac{\pi}{2}$ .

Si la pulsation de  $y_e$  varie de  $\Delta\omega$ , la vitesse de rotation de  $\vec{S}_e$  va augmenter et le déphasage devient

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



Par suite, le détecteur de phase va délivrer une tension

$$\Delta u_1 = k_1 \eta$$

Si l'on suppose que  $\frac{d}{dt}(\Delta\omega)$  est faible on peut admettre que l'atténuation et le déphasage subis par  $\Delta u_1$  à la traversée du filtre sont négligeables.

Il en résulte alors une augmentation de la pulsation du VCO de

$$\omega_0 = K \eta$$

Par suite la vitesse du vecteur  $\vec{S}_s$  va augmenter de telle sorte que l'erreur de phase  $\eta$  va diminuer.

De proche en proche on obtient ainsi un équilibre et l'on a

$$\Delta\omega = K \eta$$

#### 4 - FONCTIONNEMENT DE LA BOUCLE DANS LE DOMAINE NON LINEAIRE

Nous supposons ici que l'entrée est sinusoïdale et que le déphasage  $\Omega$  varie autour de  $\frac{\pi}{2}$ .

##### 4-1 Définitions

On définit la plage de décrochage et la plage d'accrochage qui sont des paramètres importants de la boucle

- plage de décrochage

C'est l'écart maximum de fréquence, par rapport à  $f_0$ , qu'une boucle initialement verrouillée peut suivre.

- plage d'accrochage

C'est l'écart maximum de fréquence que peut présenter le signal d'entrée pour que la boucle n'étant pas accrochée, l'accrochage se produise

→ Montrer que si l'on a des signaux carrés, la demi-plage d'accrochage est  $\Delta\omega = K\pi$ .

## 4-2 Boucle du premier ordre

Si l'on envisage le cas  $F(p) = 1$ , l'équation de boucle peut s'écrire

$$\frac{d\Omega}{dt} + K \sin \Omega = \frac{d\varphi_e}{dt} \quad (4)$$

L'équation ci-dessus n'est plus linéaire ; on peut cependant trouver des solutions pour les boucles du premier ordre.

### 4-2-1 Echelon de phase

On montre que l'erreur de phase  $\Omega$  est nulle en régime permanent.

### 4-2-2 Echelon de pulsation

En régime permanent l'équation (4) s'écrit

$$\sin \Omega = \frac{\Delta\omega}{K}$$

Si la boucle est verrouillée au départ on a donc une erreur de phase en régime permanent

$$\Omega = \arcsin \frac{\Delta\omega}{K}$$

Le verrouillage a lieu tant que

$$\left| \frac{\Delta\omega}{K} \right| \leq 1$$

La demi-plage de décrochage est alors

$$|\Delta\omega| = K$$

Si la boucle n'est pas verrouillée au départ, on montre que, en résolvant l'équation (4), la boucle ne peut s'accrocher que si

$$|\Delta\omega| < K$$

La demi-plage d'accrochage est alors  $|K|$ .

### 4-3 Boucle du second ordre

On suppose que la fonction de transfert du filtre est telle que

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = k_2 \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p}$$

→ En tenant compte de

$$u_1 = k_1 \sin \Omega$$

$$\frac{d\Omega}{dt} + k_3 u_2 = \frac{d\varphi_e}{dt}$$

Montrer que  $\Omega$  vérifie l'équation suivante : (5)

$$\tau_1 \frac{d^2 \Omega}{dt^2} + (1 + K \tau_2 \cos \Omega) \frac{d\Omega}{dt} + K \sin \Omega = \tau_1 \frac{d^2 \varphi_e}{dt^2} + \frac{d\varphi_e}{dt}$$

Nous supposons que la pulsation du signal d'entrée passe de la valeur  $\omega_0$  à  $(\omega_0 + \Delta\omega)$  à l'instant  $t$ .

#### 4-3-1 Plage de décrochage

Tant que la boucle est verrouillée on a en régime permanent

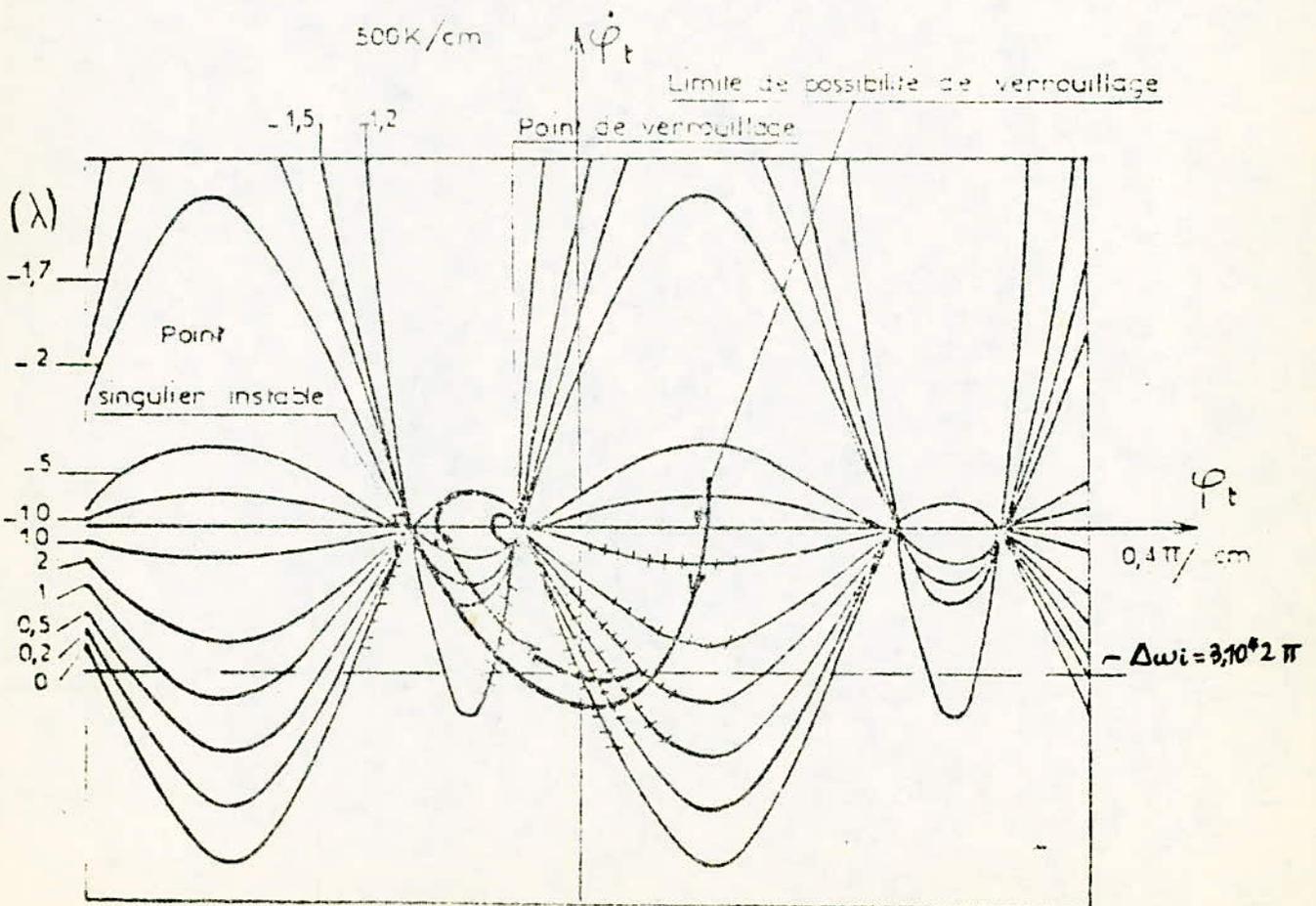
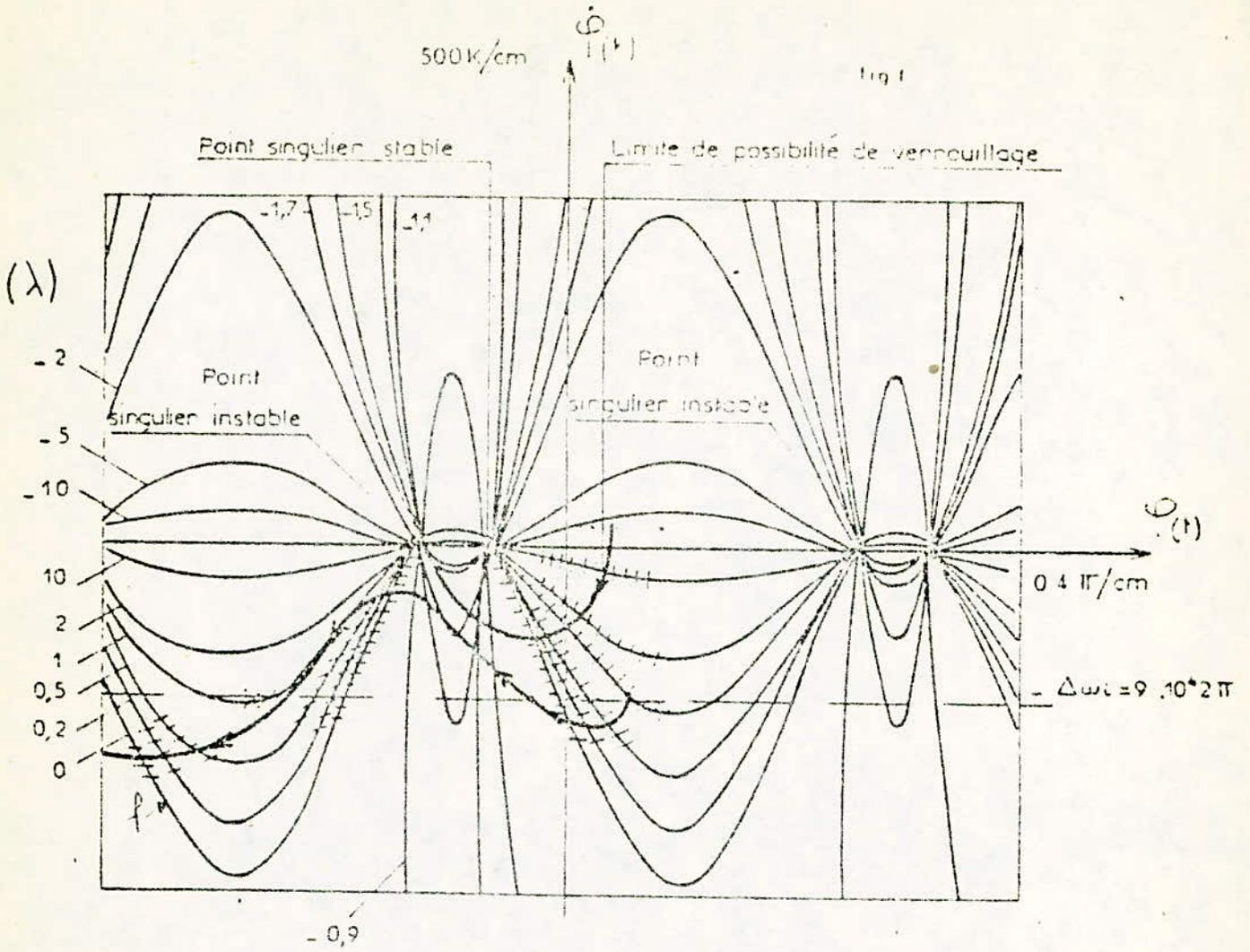
$$K \sin \Omega = \Delta\omega$$

Par suite la demi-plage de décrochage est  $|K|$ .

#### 4-3-2 Plage d'accrochage

On la détermine en résolvant l'équation (5), ci-dessus, dans le plan de phase par la méthode des isoclines.

Voir figures 1 et 2 page suivante



### Commentaire

- Observation du résultat obtenu pour une boucle du second ordre type 1 avec un filtre de boucle dont la fonction de transfert est la suivante :

$$H(p) = \frac{1}{1 + \tau p}$$

(filtre du type "passe bas" RC)

Application numérique :  $\Delta\omega_1 = 9 \cdot 10^4 \cdot 2\pi$  ;  $K = 2\pi \cdot 10^5$  (fig 1)  
 $\Delta\omega_2 = 7,5 \cdot 10^4 \cdot 2\pi$  ;  $K = 2\pi \cdot 10^5$  (fig 2)

Dans les deux cas  $\tau = 1$ .

#### Figure 1

Le tracé de la courbe, à partir des isoclines, fait apparaître que celle-ci ne peut atteindre le point singulier de verrouillage

$$\varphi_t = \text{Arc sin} \left( \frac{\Delta\omega_1}{K} \right)$$

quelle que soit la phase initiale lorsque  $\Delta\omega_1 = 9 \cdot 10^4 \cdot 2\pi$  la phase de retour évolue sur la courbe oscillante.

#### Figure 2

Dans ce cas la courbe de phase, sous certaines conditions de phase initiale (voisine de zéro), évolue vers le point de verrouillage. L'écart de phase  $\varphi_0$  est voisin de  $53^\circ$ .

Un verrouillage inconditionnel, pour la phase initiale, serait obtenu pour un écart de phase  $\varphi_0$  d'environ  $45^\circ$ .

Ceci montre en définitive que l'acquisition ne peut être réalisée que dans une plage de fréquences très inférieure à la plage de poursuite.

Si l'on désigne par  $\Delta\omega_1$  et  $\Delta\omega_2$  l'écart de fréquence d'entrée supérieur et inférieur à partir desquels la prise est établie la relation suivante représente la bande d'acquisition

$$[(\omega_0 + \Delta\omega_1) - (\omega_0 - \Delta\omega_2)]$$

## 5 - APPLICATION A LA DISCRIMINATION EN FREQUENCE

### 5-1 But du discriminateur

Nous avons vu que dans certaines conditions, toute variation de fréquence à l'entrée se répercute sur le signal de sortie. Il existe donc dans la boucle une source qui doit nous permettre d'extraire l'information contenue dans la phase du signal incident ; en particulier si le signal incident est modulé en fréquence on doit pouvoir extraire le signal modulant : tel est le but du discriminateur de fréquence.

### 5-2 Principe

On suppose que le signal d'entrée est donné par

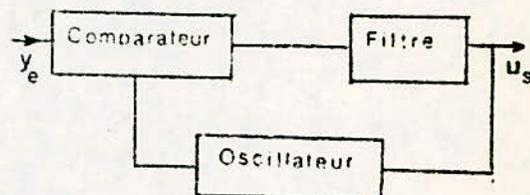
$$Y_e(t) = A[\cos \omega_0 t + \int m \sin \omega t dt]$$

→ Montrer que l'on a alors

$$T(p) = \frac{V_s(p)}{\Phi_e(p)} = \frac{p}{k_3} \cdot \frac{KF(p)}{p + KF(p)}$$

→ En déduire qu'il est alors possible de tirer l'information  $m \sin \omega t$

→ Quelles conditions doit-on réaliser sur l'excursion en fréquence pour que la boucle reste accrochée ?

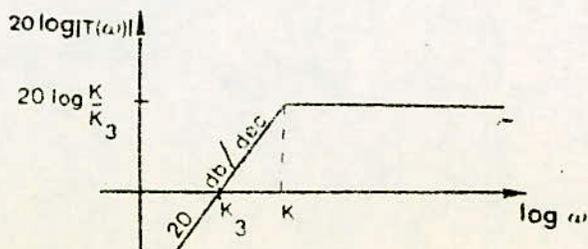


### 5-3 Caractéristiques

Les caractéristiques du discriminateur dépendent bien sûr des filtres utilisés.

#### 5-3-1 Boucles du 1er ordre

Si l'on prend  $F(p) = 1$ , la fonction de transfert a les caractéristiques suivantes :



### 5.3.2 Boucles du 2ème ordre

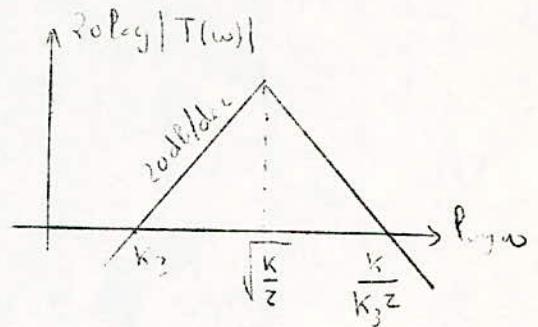
On prend une fonction  $F(p) = 1/(1+zp)$

La caractéristique du discriminateur est donnée par la courbe ci-dessous :

$$\text{AN : } K = 4 \cdot 10^5$$

$$z = 3 \cdot 10^{-5}$$

→ Calculer la fréquence pour laquelle  $T(p)$  est maximum.



## 6. TRAVAIL PREPARATOIRE

Se référer à l'étude théorique et répondre aux questions fléchées.

## 7. MANIPULATION

Elle est constituée en utilisant les possibilités du CI XR 215. Le schéma est donné ci-joint ainsi que les caractéristiques générales du circuit.

### 7.1 Domaine d'entraînement

- Régler la fréquence libre de l'oscillateur à 30 KHz. Utiliser la capacité de 10 nF et ajuster la fréquence avec Rx (fréquencemètre).
- Appliquer à l'entrée un signal alternatif de 100 mV cc de même fréquence que celle du VCO (la mesurer au fréquencemètre)
  - . Déterminer l'écart de phase (bicourbe). Conclusion?
  - . Déterminer la plage d'entraînement  $P_e$  (plage de décrochage).

. Tracer la courbe de  $P_e$  en fonction du niveau du signal d'entrée (de 10 mV à 1 volt cc). Interprétation.

### 7.2 Plage d'accrochage

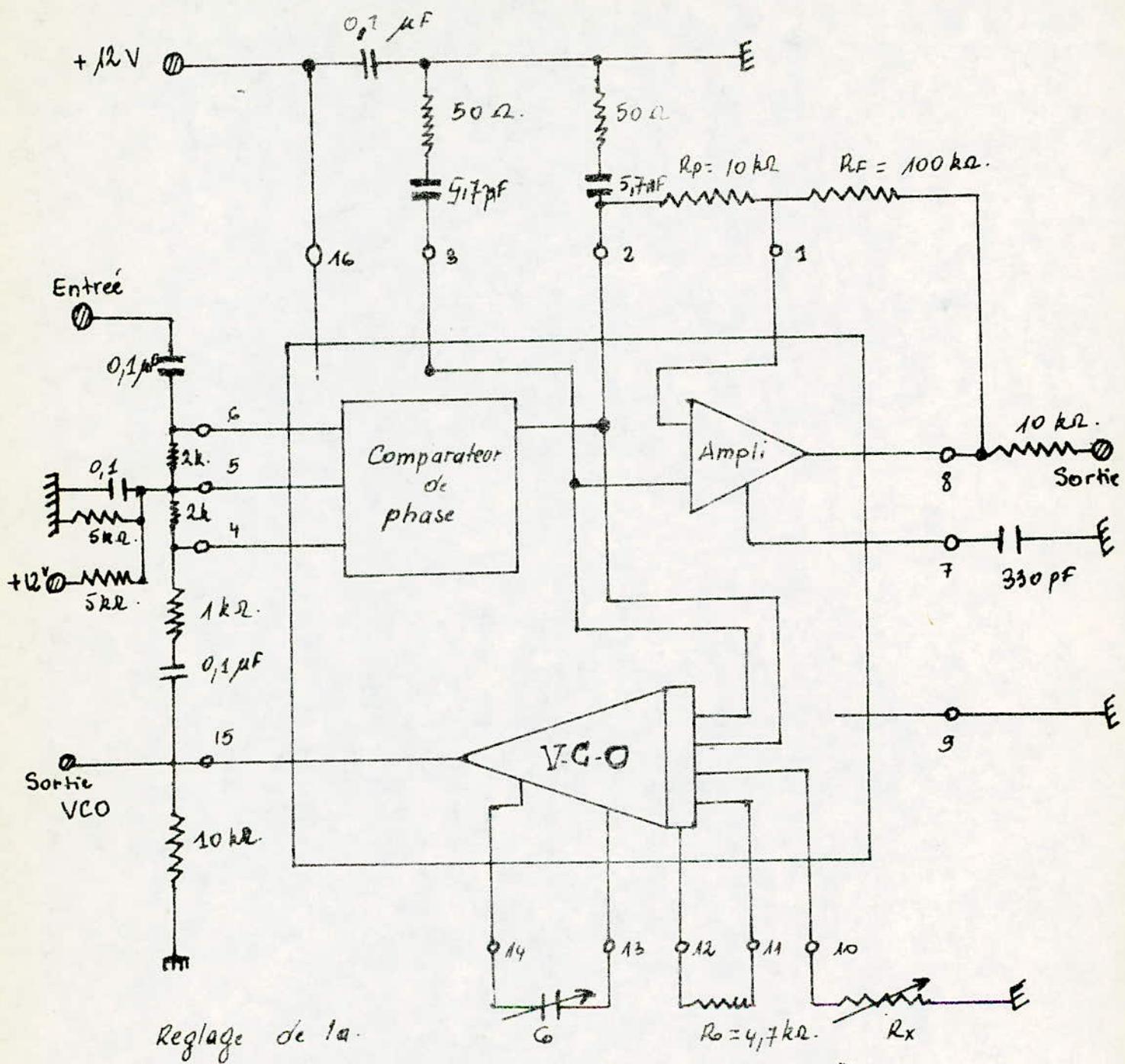
. Mesurer la plage d'accrochage pour un niveau d'entrée de 100mV (On réglera pour cela la fréquence du générateur loin de celle du VCO).

. Tracer la courbe donnant la plage d'accrochage en fonction du niveau d'entrée (10 mV à 1 volt).

### 7.3 Caractéristiques des éléments de la boucle

. En faisant varier la fréquence du signal d'entrée autour de  $f_0$ , relever les variations de la tension de commande  $V_C$  du VCO ainsi que le déphasage  $\phi$ . En déduire les courbes du comparateur de phase  $V_C = f(\phi)$  et du VCO  $f = h(V_C)$ .

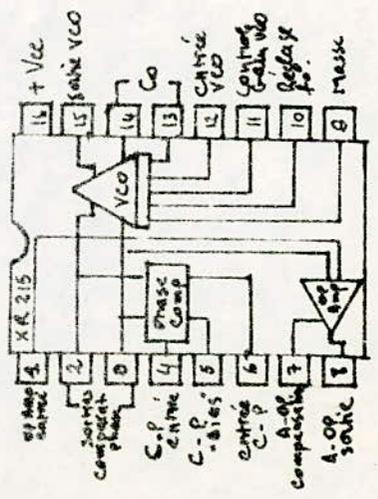
Tracer la courbe  $w = g(\phi)$ . En déduire la valeur de  $K$ .



Reglage de la  
fréquence propre du V.C.O

$$f_0 \approx \frac{200}{C_0} \left( 1 + \frac{0,6}{R_x} \right)$$

schéma du bloe. diagramme  
et brochage du PLL  
X.R. 215



ELECTRICAL SPECIFICATIONS.

CHARACTERISTICS	LIMITS			UNITS	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.		
<b>GENERAL CHARACTERISTICS</b>					
Test Conditions $V^+ = 12V$ , $T_A = 25^\circ C$ , Test circuit of figure $C_0 = 100pF$ $R_x = \infty$ Open unless					
SUPPLY VOLTAGE					
Single supply	5		26	V dc	See Fig.
Split-supply	$\pm 2.5$		$\pm 13$	V dc	See Fig.
supply current	8	11	15	mA	See Fig.
Upper Frequency Limit	20	35		MHz	$C_0 = 5pF$ $R_x = 750\Omega$
Lowest practical operating Frequency		0.5		Hz	$C_0 = 500\mu F$
<b>VCO SECTION :</b>					
Stability-temperature		250	800	ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 75^\circ C$
power supply		0.1		% V	$V^+ > 10V$
sweep range	5:1	8:1			$R_x = \infty$ , $0 < V_B < 6V$ $C_0 = 2000pF$
output voltage swing	1.5	2.5		V <sub>pp</sub>	
Rise time		20		ns	10 pF to ground at Pin 15.
Fall-time		20		ns	
<b>Phase Comp. section :</b>					
Conversion gain		2		V/rad	$V_{in} > 50 mV rms$
output impedance		6		K $\Omega$	Measured looking into pins 2 or 3.
output offset voltage		20	100	mV	Measured across pins 2 and 3. $V_{in} = 0$ , $R_{(4,15)} = \infty$ .
<b>OP. AMP section :</b>					
open loop voltage gain	66	80		dB	$R_F = \infty$
slew. Rate		2.5		V/ $\mu$ sec	$A_V = 1$
Input impedance	0.5	2		M $\Omega$	
output impedance		2		K $\Omega$	
output swing	7	10		V <sub>p-p</sub>	$R_L = 30 K\Omega$ from Pin 6 to ground.
input offset voltage		1		mV	
Bias Current		10		$\mu A$	
Common Mode Rejection		90		dB	
<b>SPECIAL APPLICATIONS :</b>					
<b>FM demodulation.</b>					
test cond: test circuit of figure: $V^+ = 12V$ . input signal 10.7 MHz FM with $B_f = 75 kHz$ , $f_{mod} = 1 kHz$ .					
Detection Threshold		0.3	3	mV rms	50 $\Omega$ source.
Demod. Output Amplitude	250	500		mV rms	Measured at pin 8
Distortion (THD)		0.15	0.5	%	
AM Rejection		40		dB	$V_{in} = 10 mV rms$ . 30% AM.
output signal/noise	55	65		dB	
<b>Tracking Filter</b>					
test conditions $V^+ = 12V$ - $f_0 = 1 MHz$ - $V_{in} = 100 mV rms$ . 50 $\Omega$ source.					
Tracking - Range (% $\Delta f/f_0$ )	$\pm 30$	$\pm 50$			
Discriminator output		50		mV/%	Adjustable; see application information
$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta f/f_0}$					

## C) ANNEXE

1 - COMPAREUR DE PHASE

La figure 1 montre le principe d'un comparateur. Il se compose de deux détecteurs d'amplitude alimentés l'un par la somme, l'autre par la différence des signaux.

La tension alternative apparaissant entre les points O et A a pour expression

$$(V_{oA})^2 = (V_i)^2 + (V_o)^2 + 2V_i V_o \cos \varphi$$

Si  $V_o$  est faible par rapport à  $V_i$  on a

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

De même

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

Par suite le signal de sortie  $V$  sera proportionnel à la différence entre  $V_{oA}$  et  $V_{oB}$ ; d'où

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

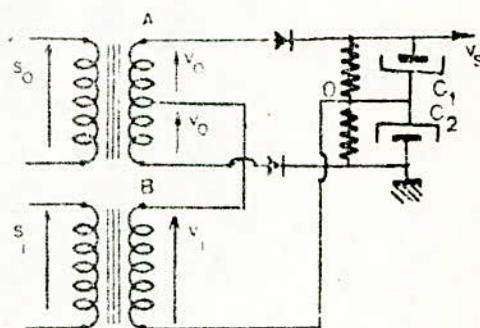
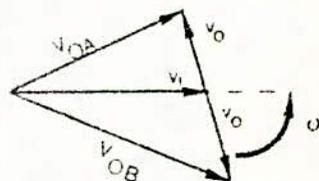


fig 1



## 2 - LE V.C.O.

Les figures 2 et 3 représentent schématiquement deux types d'oscillateurs dont les fréquences sont rendues variables par l'action d'une tension de commande.

La figure 2 est relative à un oscillateur sinusoïdal. Sa fréquence est définie par L et C du circuit accordé.

On utilise une diode varicap.

On a ici

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \left[ 1 + \frac{\Delta V_c}{V_{co}} \right]$$

$V_{co}$  étant la polarisation de la diode ,  
 $\Delta V_c$  le signal de commande.

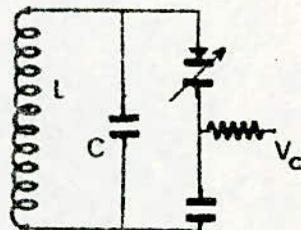


fig 2

La figure 3 représente un oscillateur de relaxation. Il est composé d'une bascule de Schmitt dont les tensions d'enclenchement et de déclenchement sont prélevées aux bornes de  $C_0$

On a

$$\Delta f_o = K_o (\Delta V_c) \left[ 1 + \left( \frac{V_o}{V_i} \right)^2 \right]$$

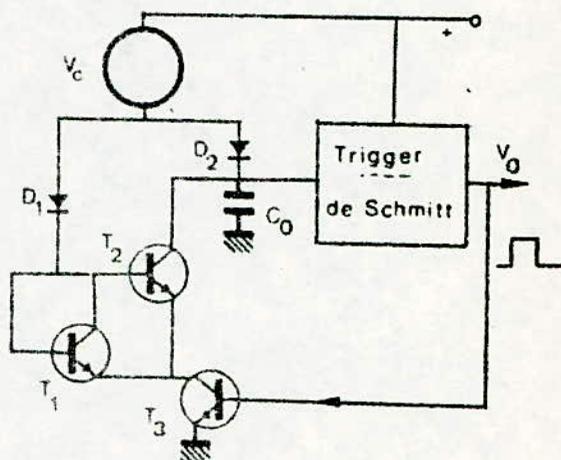
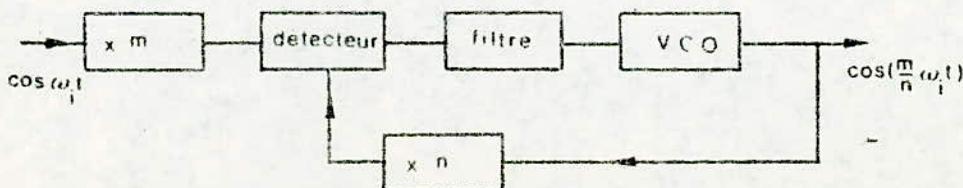


fig 3

## 3 - APPLICATION AU SYNTHETISEUR DE FREQUENCE

Le schéma de principe ci dessous représente un synthetiseur de fréquence :



Le signal délivré par un oscillateur stable de pulsation  $\omega_1$  est envoyé sur une des entrées à travers un multiplicateur de fréquence de facteur  $m$ .

Le signal du VCO attaque la seconde entrée du détecteur après avoir subi lui aussi une multiplication de fréquence dans un rapport  $n$ .

Le fonctionnement de la boucle exigeant une identité des fréquences des signaux attaquant le détecteur on aura

$$n \omega_0 = m \omega_1$$

soit 
$$\omega_0 = \frac{m}{n} \omega_1 .$$

### BIBLIOGRAPHIE

- BLANCHARD A. : Phase-Locked Loops (John Wiley)
- GARDNER F.M. : Phase Lock Techniques (John Wiley)
- KLAPPER J., FRANKLE J.T. : Phase Locked and Frequency-Feedback Systems  
(Academic Press)
- VITERBI A.J. : Principles of Coherent Communication (Mc Graw Hill).

## C O N C L U S I O N

Nous esperons que cette etude et sa realisation pratique, -qui nous a pose beaucoup de difficultes vu le manque de composants et de materiel- servira aux etudiants du module FEN 175 QUI pourront ainsi mieux comprendre les oscillateurs, les modulateurs et les demodulateurs A.M. et F.M. le changement de frequence, le P.L.L. et son utilisation . Ainsi, les manipulations leur paraitront moins difficiles et bien plus interessantes

---

/// ) - B I B L I O G R A P H I E .

Nous nous sommes surtout inspirés des revues en électronique telles que

- Toute l'électronique N° 432.
- Electronique Applications 6 et 7
- Electronique Applications 11 et 17.
- Emission Reception de l'amateur ( R.A. RAFFIN )
- Le transistor FET et ses applications.

-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-