

3/71

UNIVERSITE D'ALGER  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

102

# THESE DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
 المكتبة  
 ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
 BIBLIOTHEQUE

ELECTRONIQUE

PILOTE D'EMETTEUR

A FREQUENCE VARIABLE

144 - 146 MHz

Promoteur:  
A. PARNIERE

Etude et réalisation:  
R. BENHACINE

1971

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

— o —

UNIVERSITE D'ALGER

—

THESE  
DE FIN  
D'ETUDES

PILOTE D'EMETTEUR

A FREQUENCE VARIABLE

Promoteur  
A. PARNIERE

Etude et réalisation  
R. BENHACINE

# T A B L E   D E S   M A T I E R E S

	<u>Pages</u>
<u>AVANT PROPOS</u> .....	
<u>CHAPITRE 0/ → INTRODUCTION</u>	
- <u>Etudes des amplificateurs à Réaction</u> -	
<u>0.1/ - Les amplificateurs à réaction et la réaction</u> .....	1
<u>0.1.1/ - Montage série</u> .....	2
<u>0.1.2/ - Montage série parallèle</u> .....	4
<u>0.1.3/ - Réaction de tension parallèle</u> .....	5
<u>0.1.4/ - Réaction courant parallèle</u> .....	6
<u>0.2/ - Relation fondamentale</u> .....	8
<u>0.3/ - Les oscillateurs</u> .....	10
<u>CHAPITRE I/</u>	
- <u>Généralités sur les oscillateurs</u> -	
<u>1.1/ - Introduction</u> .....	13
<u>1.2/ - Stabilité en fréquence</u> .....	13
<u>1.3/ - Stabilité en amplitude</u> .....	14
<u>1.4/ - Les harmoniques</u> .....	14
<u>1.5/ - Puissance de sortie</u> .....	15
<u>1.6/ - Rendement en puissances</u> .....	15
<u>1.7/ - Les oscillateurs harmoniques et les oscillateurs de relaxation</u> .....	15
<u>CHAPITRE II/</u>	
- <u>Les oscillateurs harmoniques</u> -	
<u>2.1/ - Introduction</u> .....	17
<u>2.2/ - Conditions d'oscillations</u> .....	18
<u>2.3/ - Oscillateurs à circuits accordés</u> .....	23
<u>2.3.1/ - L'oscillateurs Colpitts</u> .....	23
<u>2.3.2/ - L'oscillateur Clapp</u> .....	29
<u>2.3.3/ - L'oscillateur Hartley</u> .....	30
<u>CHAPITRE III/</u>	
- <u>Oscillateurs à résonateurs</u> -	
<u>3.1/ - La Piezoélectricité</u> .....	32
<u>3.2/ - Schéma électrique équivalent à un quartz</u> .....	35
<u>3.3/ - Les oscillateurs à quartz</u> .....	39

CHAPITRE IV/

- Les mélangeurs à transistors -

4.1/ - Le mélangeur à transistor ..... 41

CHAPITRE V /

- Réalisation pratique -

5.1/ - Introduction ..... 43

5.2/ - Réalisation pratique ..... 43

5.2.1/ - L'oscillateur à fréquence variable ..... 43

1/ - Polarisation du transistor ..... 43

2/ - Calcul du circuit oscillant ..... 47

5.2.2./ - L'oscillateur à quartz ..... 49

5.2.3/ - Le mélangeur et le séparateur mélangeur tripleur 51

CONCLUSION ..... 57

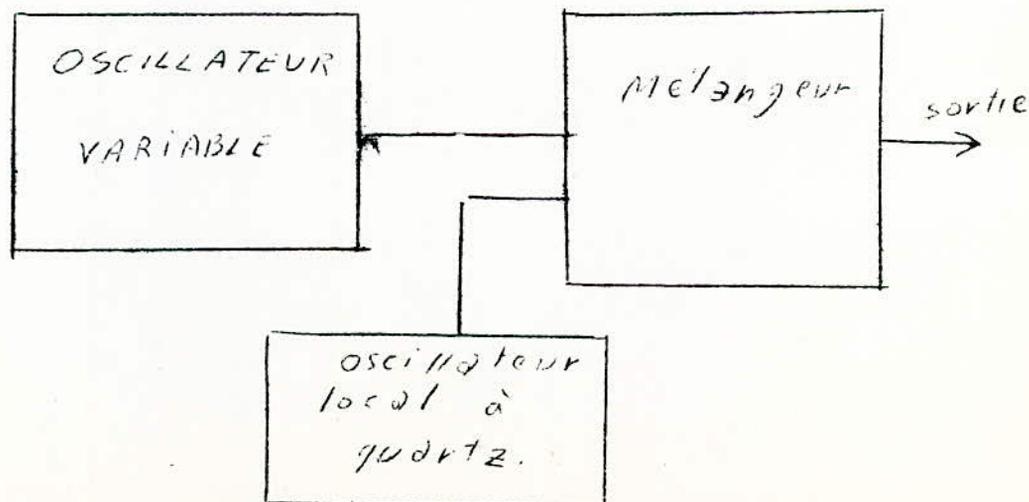
## AVANT PROPOS

---

Ce sujet intitulé " Pilote d'émetteur à fréquence variable ", traite une partie théorique sur les oscillateurs harmoniques. Il m'a semblé important de rappeler le principe des amplificateurs à réaction dans le chapitre 0 avant d'aborder l'étude sur les oscillateurs en générale. Il est présenté également un bref aperçu sur les mélangeurs à transistors.

L'étude touchant la partie théorique est traitée en détail, en particulier sur l'oscillateur Colpitts et les oscillateurs à quartz. Certains calculs n'ont pas été mentionnés, vu le manque de documents présentant les caractéristiques des transistors, en particulier pour le transistor 2N 2222 utilisé dans tous les étages du "pilote" en question.

Le schéma de principe adopté est représenté à la figure ci-après:



Avant d'aborder cette étude, je tiens à remercier mon promoteur M<sup>r</sup> A. PARNIERE pour tous les conseils ainsi que l'aide qu'il m'a apportée tout au long de la réalisation pratique. Mes remerciements vont également à tout le personnel du département pour la bienveillance qu'il a apporté aux étudiants.

Qu'ils trouvent ici l'expressinn de notre profond respect et de nos remerciements les plus sincères.

§ § § § § §

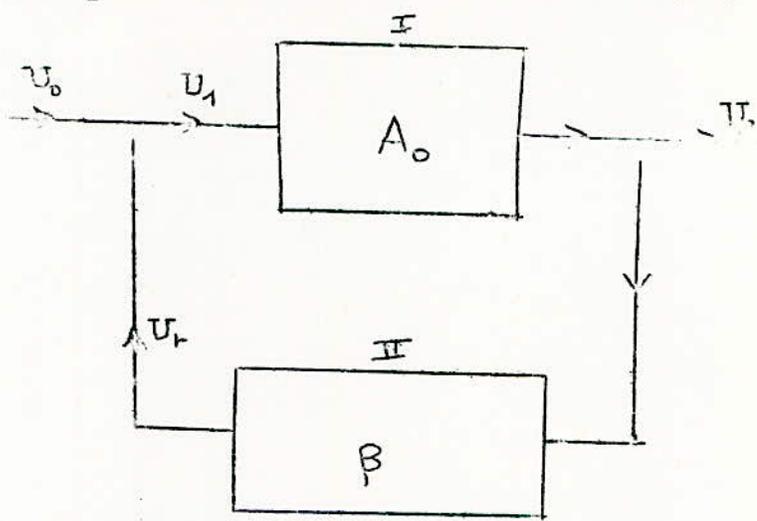
CHAPITRE 0 / --:-- INTRODUCTION

ETUDE DES AMPLIFICATEURS A REACTION

1/- Les amplificateurs à réaction et la réaction

On montre que dans les amplificateurs on peut toujours, ramener une partie du signal de sortie à son entrée. Le procédé de ramener une fraction du signal de sortie d'un amplificateur à l'entrée est nommé la réaction. Les amplificateurs utilisant la réaction sont les amplificateurs à réaction.

Si on applique une tension  $U_0$ , à l'entrée on aura une tension de sortie  $U_2$  à la sortie, suivant le schéma synoptique :



Le circuit I constituant l'amplificateur est une fonction de transmission  $A_0$ .  
II est la fonction de transfert du circuit II constituant la réaction, (appelé aussi coefficient de réaction).

$A_0$  et  $\beta$  sont telles que :

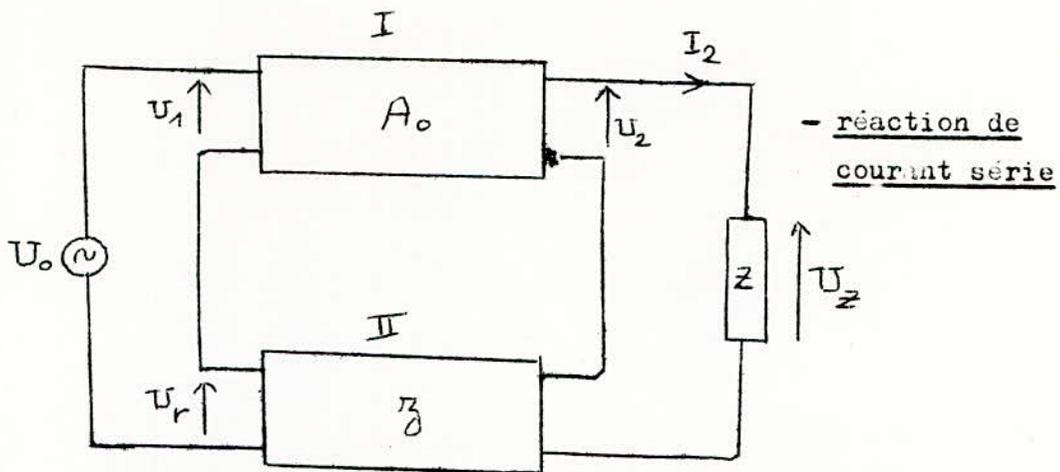
$$A_0 = \frac{U_2}{U_1} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{U_r}{U_2}$$

$A_0$  et  $\beta$  sont deux grandeurs sans dimensions

Etudions les différents montages permettant d'obtenir ces amplificateurs à réaction.

### Q1.1/ - Montage série

On branche en série la sortie de l'étage d'amplification avec l'entrée de l'étage de réaction et en série la sortie de l'étage de réaction avec l'entrée de l'étage d'amplification. On obtient le montage suivant :



La tension de réaction  $U_r$  est alors proportionnelle au courant de sortie  $I_2$ . La fonction de transfert du circuit II a une dimension d'impédance, soit  $Z$ .

La tension d'entrée  $U_1$  est la tension de réaction  $U_r$  en série avec la tension d'excitation  $U_0$ .

On aura donc :

$$A_0 = \frac{U_2}{U_1} \quad (1)$$

$$Z = \frac{U_r}{I_2} \quad (2)$$

$$U_1 = U_0 + U_r \quad (3)$$

Si  $Z_r$  est l'impédance d'entrée de l'étage de réaction, le courant  $I_2$  s'exprimera par :

$$I_2 = \frac{U_z}{Z} = \frac{U_2}{Z + Z_r} \quad (4)$$

$Z$  étant l'impédance de charge.

La relation (2) devient :

$$U_r = Z I_2 = Z \frac{U_2}{Z + Z_r}$$

ou  $U_r = \beta U_2$  (5)

On introduit ainsi le coefficient de réaction  $\beta$  tel qu'il a été défini :

$$\beta = \frac{U_r}{U_2} = \frac{Z}{Z + Z_r} \quad (6)$$

En utilisant les relations (1), (3) et (5) on peut obtenir la tension  $U_1$  appliquée à l'entrée du circuit I d'amplification

$$U_1 = \frac{U_o}{1 - \beta A_o} \quad (7)$$

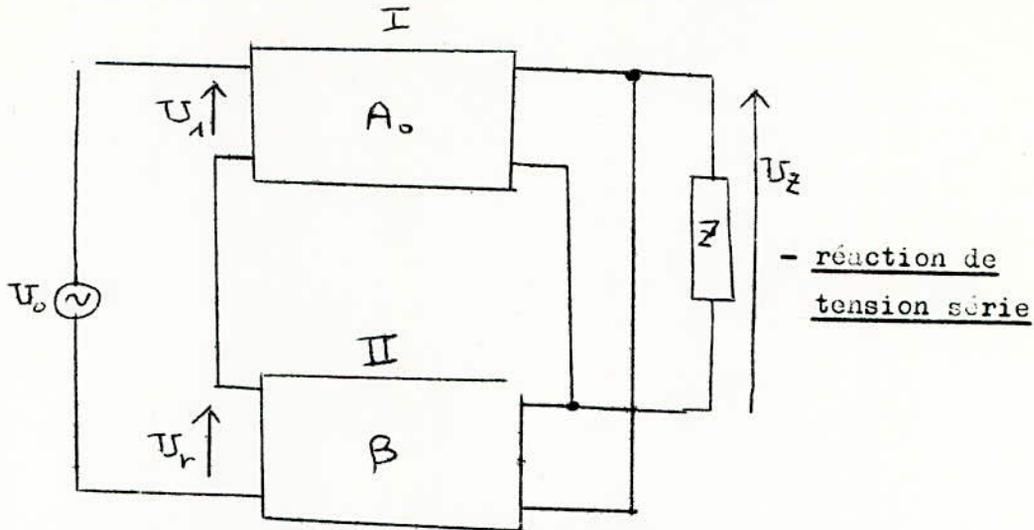
ou  $U_1 = \frac{U_o}{K}$

avec  $K = 1 - \beta A_o$  (8)

Le coefficient  $K$  s'appelle taux (ou degré) de réaction.

0.1.2/ - Montage série- parallèle

La figure ci-dessous indique la manière d'obtenir un tel montage.



La tension de réaction  $U_r$  est proportionnelle à la tension  $U_2$  de sortie puisque le circuit II de réaction a son entrée branchée en parallèle sur la sortie du montage.

La tension d'entrée  $U_1$  est la tension de réaction  $U_r$  en série avec la tension d'excitation  $U_0$ .

On peut écrire :

$$A_0 = \frac{U_2}{U_1} \quad (9)$$

$$\beta = \frac{U_r}{U_2} \quad (10)$$

$$U_1 = U_0 + U_r \quad (11)$$

Des relations (9), (10), (11) on peut déduire la tension  $U_1$  qui est appliquée à l'entrée du circuit I d'amplification

$$U_1 = \frac{U_0}{1 - \beta A_0} \quad (12)$$

ou 
$$U_1 = \frac{U_0}{K} \quad (13)$$

avec 
$$K = 1 - \beta A_0 \quad (14)$$

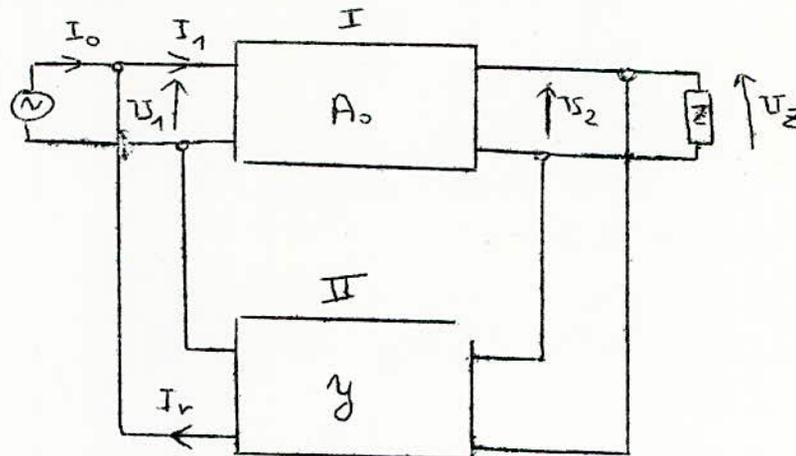
Le premier cas étudié est appelé réaction de courant série.

Le second cas s'appelle réaction de tension série.

On peut également obtenir des montages dits réaction de tension parallèle et réaction de courant parallèle.

0.1.3/ - Réaction de tension parallèle

Dans ce montage les entrées et sorties sont branchées en parallèle. On obtient le circuit suivant :



On voit que le signal ramené à l'entrée sera proportionnel à la tension de sortie. La fonction de transfert a une dimension d'admittance, soit Y.

A l'entrée du circuit I d'amplification agit le courant  $I_1$  somme des courants  $I_0$  fourni par la source d'excitation et  $I_r$  courant de réaction.

On aura les relations suivantes :

$$A_0 = \frac{U_2}{U_1} \quad (15)$$

$$Y = \frac{I_r}{U_2} \quad (16)$$

$$I_1 = I_0 + I_r \quad (17)$$

Si  $Z_1$  est l'impédance d'entrée du circuit I d'amplification, on aura :

$$U_1 = Z_1 I_1 \quad (18)$$

Des relations (15) , (16) et (17) on tire :

$$I_1 = I_0 + Y U_2$$

$$I_1 = I_0 + Y A_0 U_1 \tag{19}$$

En introduisant (18) dans l'expression (19) donnant  $I_1$  on obtient :

$$I_1 = \frac{I_0}{1 - Y Z_1 A_0}$$

On voit que si l'on pose  $\beta = Y Z_1$  on peut écrire :

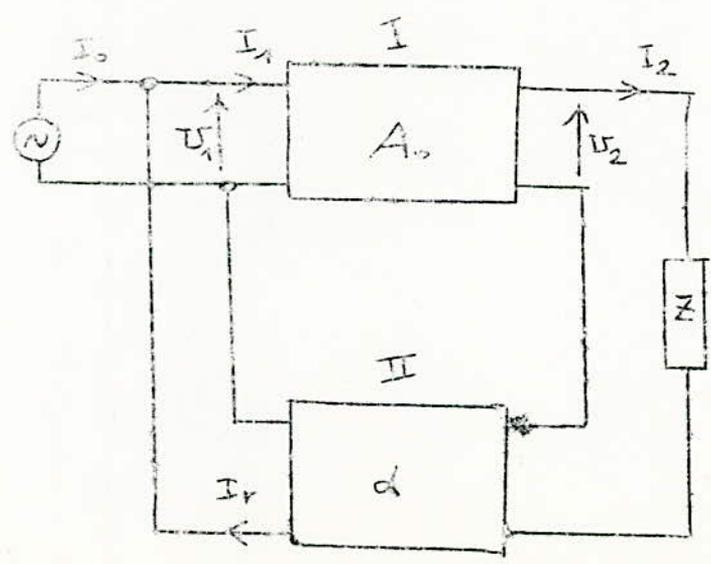
$$I_1 = \frac{I_0}{1 - \beta A_0} \tag{20}$$

ou  $I_1 = \frac{I_0}{K}$

avec  $K = 1 - \beta A_0$

2.1.4/ - Réaction courant parallèle

C'est le montage parallèle série à réaction où le circuit II de réaction est branché en parallèle à l'entrée et en série à la sortie avec le circuit I d'amplification.



La fonction de transfert  $\alpha$  est une grandeur sans dimension étant donné que le courant  $I_2$  est ramené à l'entrée.

Le courant d'entrée  $I_1$  du circuit I d'amplification est la somme du courant de réaction  $I_r$  et du courant  $I_o$  fourni par la source.

On peut écrire les relations :

$$A_o = \frac{U_2}{U_1} \quad (21)$$

$$\alpha = \frac{I_r}{I_2} \quad (22)$$

$$I_1 = I_o + I_r \quad (23)$$

D'autre part, si  $Z_1$  est l'impédance d'entrée du circuit I d'amplification,

$Z_r$ , l'impédance d'entrée du circuit II de réaction,

on a :

$$U_1 = Z_1 I_1 \quad (24)$$

$$U_2 = (Z + Z_r) I_2 \quad (25)$$

Des relations (21), (24) et (25) on déduit :

$$I_2 = \frac{A_o U_1}{Z + Z_r}$$
$$I_2 = \frac{Z_1 A_o}{Z + Z_r} I_1 \quad (26)$$

En combinant les équations (22), (23) et (26) on a :

$$I_1 = I_o + \alpha I_2$$

$$I_1 = I_o + \alpha \frac{Z_1 A_o}{Z + Z_r} I_1$$

d'où :

$$I_1 = \frac{I_0}{1 - \alpha \frac{Z_1}{Z + Z_r} A_0}$$

Posons :

$$\beta = \alpha \frac{Z_1}{Z + Z_r}$$

$$I_1 = \frac{I_0}{1 - \beta A_0}$$

(27)

ou  $I_1 = \frac{I_0}{K}$

En conclusion, on voit que quelle que soit le type de réaction, la valeur du signal d'entrée du circuit I d'amplification est telle que le rapport de ce signal au signal fourni par la source extérieure d'excitation est inversement proportionnel à la valeur du degré de réaction K.

### Q2/ - Relation fondamentale

D'après la définition du coefficient d'amplification, on aura pour l'amplification de tout le système :

$$A = \frac{U_z}{U_0} \quad (28)$$

où  $U_z$  est la tension de sortie prise aux bornes de la charge Z.  
 $U_0$  tension d'excitation.

On montre que si on choisit l'impédance d'entrée  $Z_r$  du circuit de réaction très petite devant l'impédance de charge Z on a approximativement :

$$U_z \simeq U_2 \quad \text{si } |Z_r| \ll |Z| \quad (29)$$

Pratiquement cette condition est toujours vérifiée.

On a donc toujours :

$$A_o = \frac{U_2}{U_1} \quad (29 \text{ bis})$$

D'autre part pour les quatre cas de montages étudiés précédemment on a montré que la relation donnant la tension d'entrée  $U_1$  de l'amplificateur en fonction de la tension d'excitation  $U_o$  reste tout le temps valable.

$$U_1 = \frac{U_o}{1 - \beta A_o}$$

ou

$$U_1 = \frac{U_o}{K} \quad (30)$$

La relation (30) s'écrit encore :

$$U_o = K U_1 \quad (31)$$

Si on substitue (31) dans (28) on obtient, en tenant compte de la remarque (29)

$$A = \frac{U_2}{U_1(1 - \beta A_o)} = \frac{U_2}{U_1 K} \quad (32)$$

D'après (29 bis), la tension de sortie  $U_2$  est également

$$U_2 = A_o U_1 \quad (33)$$

(33) étant substitué dans (32) on aura finalement)

$$\boxed{A = \frac{A_o}{K}} \quad (34)$$

Donc l'amplification  $A$  du système est inversement proportionnel au taux de réaction  $K$  par rapport à l'état sans réaction où l'amplification est  $A_o$ .

Remarque :  $K$  est généralement exprimé en unités décibél

$$K_{db} = 20 \log \frac{A_o}{A} = 20 \log (1 - \beta A_o)$$

0-3/ - Les oscillateurs

On définit deux sortes de réactions pour les amplificateurs à réaction.

- Si  $\beta A_0 < 0$  on dit que l'on effectue une réaction négative ou contre réaction.
- Si  $\beta A_0 > 0$  On dit que l'on a une réaction positive.

Le cas où  $\beta A_0 < 0$  n'offre pas d'intérêt pour l'étude des oscillateurs. Examinons alors le cas où  $\beta A_0 > 0$  qui permet d'obtenir un oscillateur et voyons comment maintenir ces oscillations.

D'après la relation (34) qui peut s'écrire :

$$A = \frac{A_0}{K} = \frac{A_0}{1 - \beta A_0}$$

On voit que si  $\beta A_0$  tend vers 1, on obtient une amplification infinie. D'autre part on a défini l'amplification comme étant le rapport de la tension de sortie à la tension d'entrée, soit :

$$A = \frac{U_2}{U_0}$$

Donc, à une amplification infinie correspondrait une tension d'entrée  $U_0$  nulle. Ainsi, l'amplificateur deviendrait une source de tension indépendante du signal d'entrée  $U_0$ .

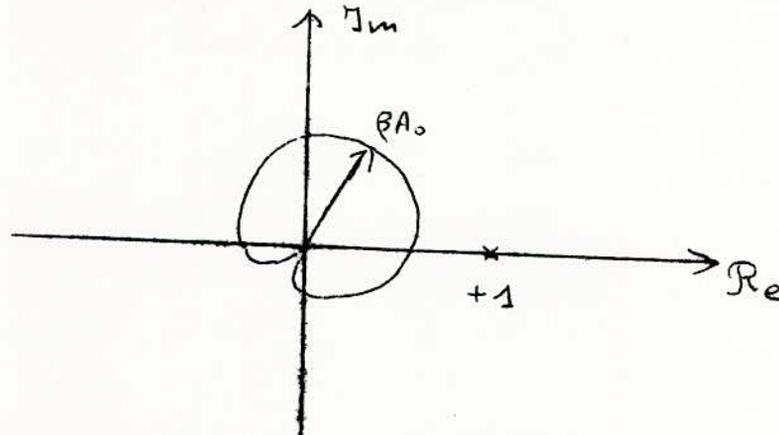
D'où la définition suivante d'un oscillateur : Un oscillateur peut être considéré comme un amplificateur à contre réaction dont le signal serait nul.

Pour étudier la possibilité de produire des oscillations, on utilise la caractéristique de Nyquist. On étudie dans le plan complexe la courbe décrite par le vecteur :

$$\bar{N}(\omega) = \bar{\beta}(\omega) \cdot \bar{A}_0(\omega)$$

Pour  $0 < \omega < \infty$  à l'entrée de l'amplificateur, il intervient des éléments parasites (capacités, inductances, liaisons) qui font changer la phase du signal de sortie par rapport à celui au milieu de la bande passante de l'amplificateur. Ceci entraîne donc une variation en phase et en amplitude de l'amplification  $A_0$  et du facteur de réaction  $\beta$ . Leur produit sera alors variable et peut être représenté dans le plan complexe par le vecteur  $\bar{N}(\omega)$ .

On a vu qu'un oscillateur est obtenu pour  $A_0 = 1$ . On peut donc maintenir ces oscillations s'il existe une fréquence pour laquelle la courbe  $\bar{N}(\omega)$  coupe l'axe réel au point  $+1$ .



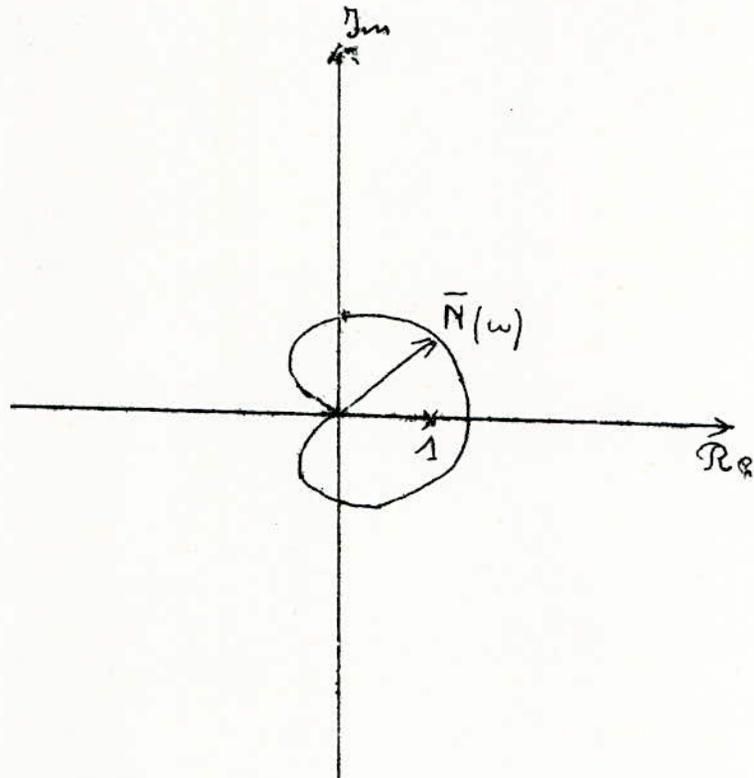
Ce point est appelé point critique. Si la courbe  $\bar{N}(\omega)$  coupe l'axe réel entre 0 et  $+1$ , les oscillations ne peuvent être maintenues en permanence. Ces oscillations tendent à disparaître si le point d'intersection est proche de  $+1/2$ . L'amplificateur se comporte comme un circuit résonant faiblement amorti.

Pour maintenir les oscillations et les produire en même temps il faut que l'on ait :

$$\bar{\beta}(\omega) \cdot \bar{A}_0(\omega) > 1$$

Pour cela, la courbe représentant  $N(\omega)$  doit couper l'axe réel à droite du point critique et autant que possible en un seul point.

En conclusion, un amplificateur à réaction fonctionne en oscillateur, si la caractéristique de Nyquist représentant la courbe  $\bar{N}(\omega) = \bar{\beta}(\omega) \cdot \bar{A}_0(\omega)$  dans le plan complexe à l'allure suivante :



- C H A P I T R E I -

GENERALITES SUR LES OSCILLATEURS

1-1/ - Introduction

Le rôle des oscillateurs est de délivrer un certain signal électrique à une certaine fréquence pour une charge donnée. Généralement, une source d'alimentation fournit ce signal sous forme continue et est transformé en signal alternatif. L'oscillateur est calculé de façon à ce que le signal alternatif obtenu comprenne la fréquence désirée.

Pour déterminer les qualités d'un oscillateur, on définit les facteurs suivants :

- 1 - La stabilité en fréquence
- 2 - La stabilité en amplitude
- 3 - Le nombre des harmoniques
- 4 - Le niveau de la puissance de sortie (amplitude des courant et tension)
- 5 - rendement en puissance
- 6 - bruit de sortie.

D'autre part, il existe deux grands types d'oscillateurs :

- les oscillateurs harmoniques
- les oscillateurs de relaxation

Rssayons de définir brièvement chacun de ces points.

1-2/ - Stabilité en fréquence

La stabilité de fréquence est une condition essentielle à laquelle doivent satisfaire la plupart des oscillateurs. Pour les oscillateurs à transistors, cette variation de fréquence est dûe en plus grande partie aux changements des paramètres des transistors ou des circuits associés. Par exemple, une variation du potentiel de l'émetteur ou du collecteur provoquera un changement de la capacité du collecteur.

Une variation de la charge couplée à l'oscillateur provoque une variation de la résistance parallèle équivalente du circuit anti-résonnant, avec une modification corrélative de la fréquence. Une autre cause d'instabilité de la fréquence est l'influence de la température sur les paramètres du transistor.

Donc, on peut définir la stabilité de fréquence comme étant fonction d'un certain paramètre A et elle serait telle que l'on ait :

$$D_1 = \frac{\Delta f}{\Delta A}$$

ou

$$D_2 = \frac{\frac{\Delta f}{f}}{A}$$

ou

$$D_3 = \frac{\frac{\Delta f}{f}}{\frac{\Delta A}{A}}$$

Si on considère que A est la température ambiante par exemple,  $D_1$  serait exprimé en  $\text{HZ}/^\circ\text{C}$  ;  $D_2$  serait la variation relative de fréquence par degré ;  $D_3$  la variation relative de fréquence par variation relative de température.

### 1-3/ - Stabilité en amplitude

Une condition essentielle également : l'amplitude du signal de sortie doit rester constante dans certaines limites quand les paramètres du transistor ou du circuit oscillateur varient pendant le fonctionnement. En particulier, ceci sera un problème pour le cas des oscillateurs à fréquence variable (V.F.O).

### 1-4/ - Les harmoniques

Dans la plupart des applications des oscillateurs, on veut avoir la puissance de sortie comme fonction d'une fréquence unique. Une certaine non-linéarité, cependant, fait que dans un oscillateur on obtient d'autres fréquences que la fréquence fondamentale, généralement des multiples de cette dernière.

Les harmoniques dépendent de plusieurs facteurs, comme par exemple les paramètres du transistor, le point de fonctionnement, la température, le niveau de puissance, etc... ; et on peut alors tenir compte ici des variations de fréquences introduites plus haut.

#### 1-5/ - Puissance de sortie

Un oscillateur est aussi caractérisé par la puissance maximum de sortie qu'il peut fournir, ainsi que des amplitudes de courant et de tension. Cette puissance doit en même temps être limitée pour avoir une stabilité en fréquence la plus grande possible.

#### 1-6/ - Rendement en puissance

Le signal électrique qu'un oscillateur doit transformer pour obtenir la fréquence est généralement un signal continu. La performance maximum de l'oscillateur, est alors le cas où une quantité maximum de ce signal continu  $P_c$  fournie par la source d'alimentation est transformé en signal alternatif exploitable  $P_a$ . On définit ainsi le rendement en puissance de l'oscillateur comme étant le rapport.

$$\eta = \frac{P_a}{P_c}$$

#### 1-7/ - Les oscillateurs harmoniques et les oscillateurs de relaxation

On a considéré un oscillateur comme un transformateur de puissance continue  $P_c(\omega_1)$  fourni par une source en puissance alternative  $P_a(\omega_2)$

Cette transformation peut se faire de différentes manières. Ce qui nous amène à distinguer deux grands types d'oscillateurs :

- les oscillateurs harmoniques
- les oscillateurs de relaxations.

Les oscillateurs harmoniques sont constitués par un élément amplificateur de puissance, un circuit de réaction qui ramène une partie de la puissance de sortie à l'entrée du transistor oscillateur.

Dans les oscillateurs à relaxation, le transistor joue le rôle d'interrupteur. Les oscillateurs s'amorçent donc grâce à un phénomène de commutation entre un dispositif actif et les éléments du circuit.

La fréquence des oscillations est déterminée par les constantes de temps associées à la charge et à la décharge des éléments capacitifs ou inductif accumulant de l'énergie.

La suite de cette étude est limitée à la présentation des oscillateurs harmoniques qui nous permettent de réaliser le pilote d'émetteur.

## CHAPITRE II -/ -:- LES OSCILLATEURS HARMONIQUES

### 2.1/ -- Introduction

On désigne sous le nom d'oscillateurs harmoniques des oscillateurs à régime sinusoïdaux.

Citons comme exemple les oscillateurs à circuit déphaseur les oscillateurs à circuit accordés, les oscillateurs à résonateur.

Un oscillateur à circuit déphaseur est montré à la figure 1. Il comprend un amplificateur et une chaîne de réaction constituée par un réseau déphaseur, circuit R.C en général. Les amplificateurs présentent généralement un déphasage égal à zéro ou à  $180^\circ$  pour les fréquences intermédiaires de la bande passante.

Les oscillateurs à résonateur sont des oscillateurs à très grande stabilité de fréquence. Ils utilisent des dispositifs non électriques : la piezo électrique par exemple. Ce chapitre contient une étude détaillée sur les oscillateurs à circuit accordé. Les oscillateurs à résonateurs font l'objet du prochain chapitre.

#### Exemple d'oscillateur à circuit déphaseur

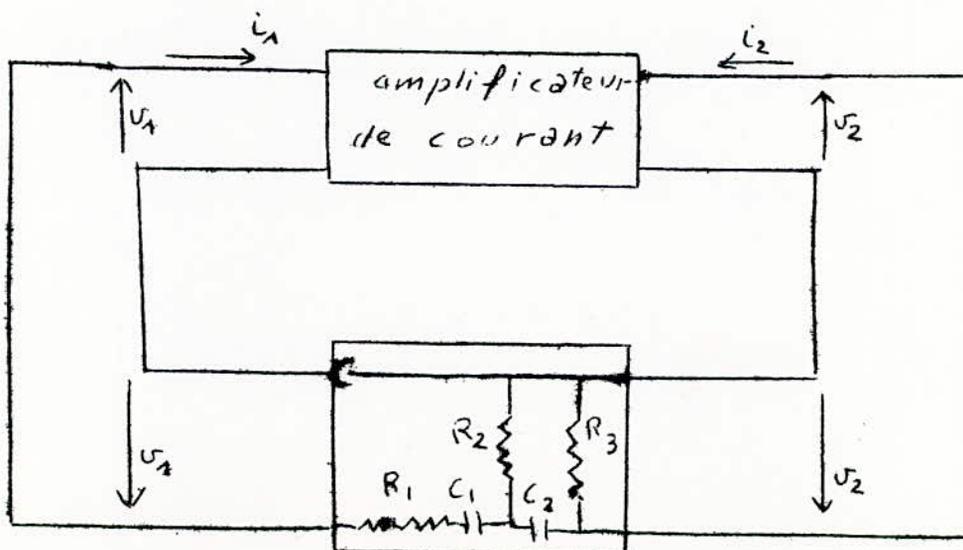


fig. 1

2.2/ - Conditions d'oscillations

Nous allons déterminer la condition générale d'amorçage des oscillations d'un circuit oscillateur. Essayons pour cela de résoudre le problème d'une façon générale en considérant des quadripoles. Ces quadripoles constituent le circuit oscillant, avec le transistor fonctionnant en oscillateur. On va considérer le cas du montage série ou, rappelons le, nous avons une réaction courant série comme elle a été définie au chapitre 0.

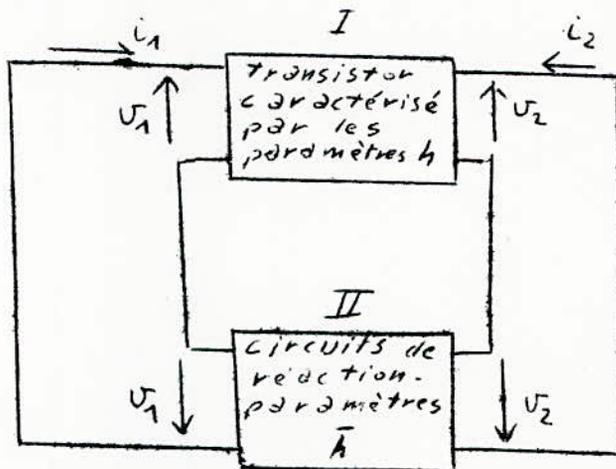


fig.2

Les équations du circuit I s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (e_1)$$

De même pour le circuit II on aura :

$$\begin{pmatrix} -v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{h}_{11} & \bar{h}_{12} \\ \bar{h}_{21} & \bar{h}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ -v_2 \end{pmatrix} \quad (e_2)$$

L'équation (e<sub>2</sub>) peut également s'écrire :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\bar{h}_{11} & \bar{h}_{12} \\ \bar{h}_{21} & -\bar{h}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (e_3)$$

Retranchons membre à membre (e<sub>1</sub>) et (e<sub>3</sub>) on obtient :

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} + \bar{h}_{11} & h_{12} - \bar{h}_{12} \\ h_{21} - \bar{h}_{21} & h_{22} + \bar{h}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

Cette dernière équation est justifiée si l'on a :

$$\begin{pmatrix} h_{11} + \bar{h}_{11} & h_{12} - \bar{h}_{12} \\ h_{21} - \bar{h}_{21} & h_{22} + \bar{h}_{22} \end{pmatrix} = 0$$

D'où la condition d'oscillation exprimée par cette relation qui peut encore s'écrire :

$$(e_4) \quad \boxed{D_h = (h_{11} + \bar{h}_{11}) (h_{22} + \bar{h}_{22}) - (h_{21} - \bar{h}_{21}) (h_{12} - \bar{h}_{12}) = 0}$$

Pour le cas où nous avons un montage série-parallèle un calcul analogue nous donne la même relation.

$$D_h = (h_{11} + h'_{11}) (h_{22} + h'_{22}) - (h_{21} - h'_{21}) (h_{12} - h'_{12}) = 0$$

C'est donc la condition d'amorçage des oscillations pour la réaction tension série.

La quadripôle serait dans ce cas représentée par la figure 3.

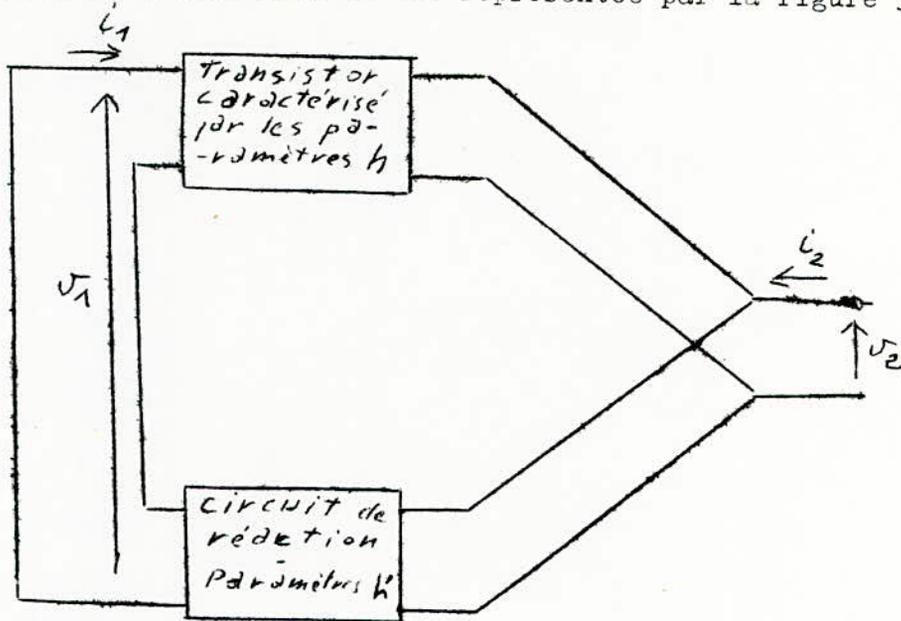


fig. 3

La figure 4 représente le cas du montage où nous avons une réaction de tension parallèle

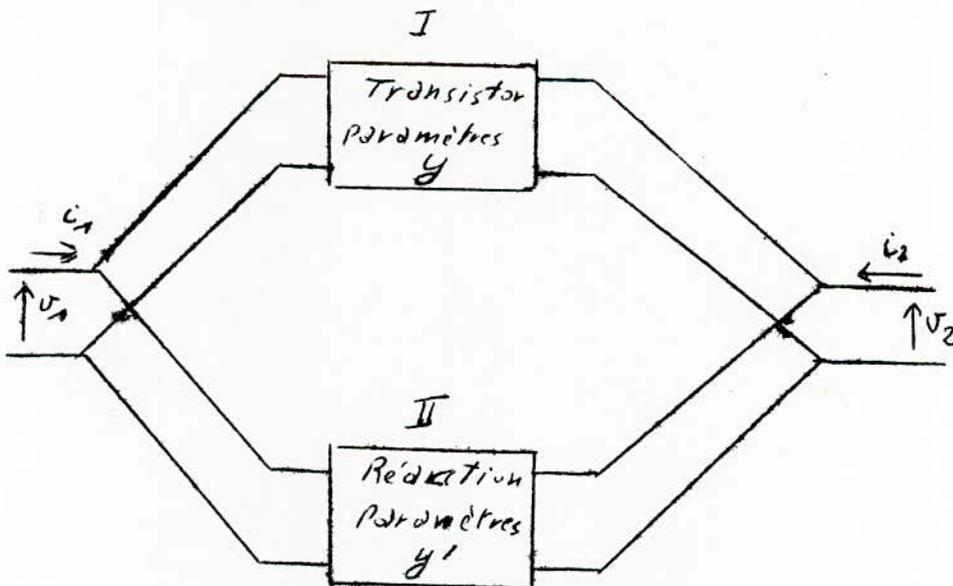


fig. 4

Cherchons la condition d'oscillation dans ce dernier cas, où les circuits sont caractérisés par les paramètres  $y$ .

Pour le circuit I on a :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (e_5)$$

Pour le circuit II :

$$\begin{pmatrix} -i_1 \\ -i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y'_{11} & y'_{12} \\ y'_{21} & y'_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} +v_1 \\ +v_2 \end{pmatrix} \quad (e_6)$$

L'addition membre à membre des équations ( $e_5$ ) et ( $e_6$ ) nous conduit à :

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} + y'_{11} & y_{12} + y'_{12} \\ y_{21} + y'_{21} & y_{22} + y'_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

Cette équation est vérifiée si la matrice  $Y$  est nulle

$$\{ Y \} = \begin{pmatrix} y_{11} + y'_{11} & y_{12} + y'_{12} \\ y_{21} + y'_{21} & y_{22} + y'_{22} \end{pmatrix} = 0$$

D'où la condition d'amorçage des oscillations ainsi que la fréquence d'oscillations données par la relation.

$$\boxed{D_y = (y_{11} + y'_{11})(y_{22} + y'_{22}) - (y_{21} + y'_{21})(y_{12} + y'_{12}) = 0} \quad (e_7)$$

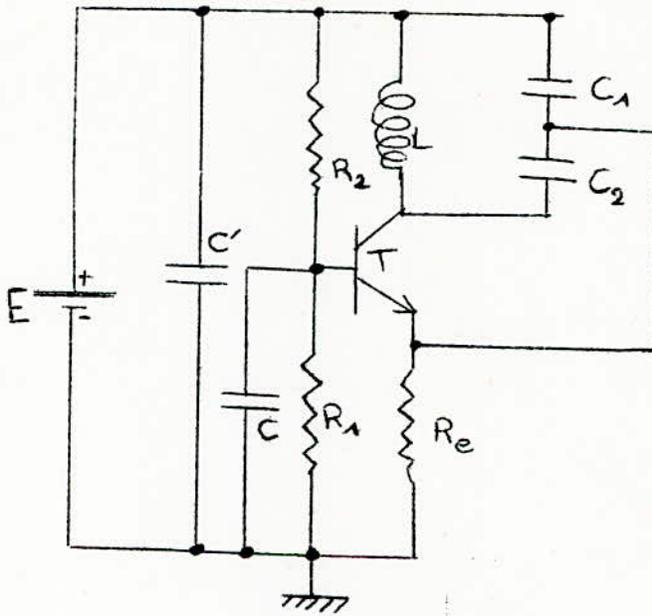


fig. 5

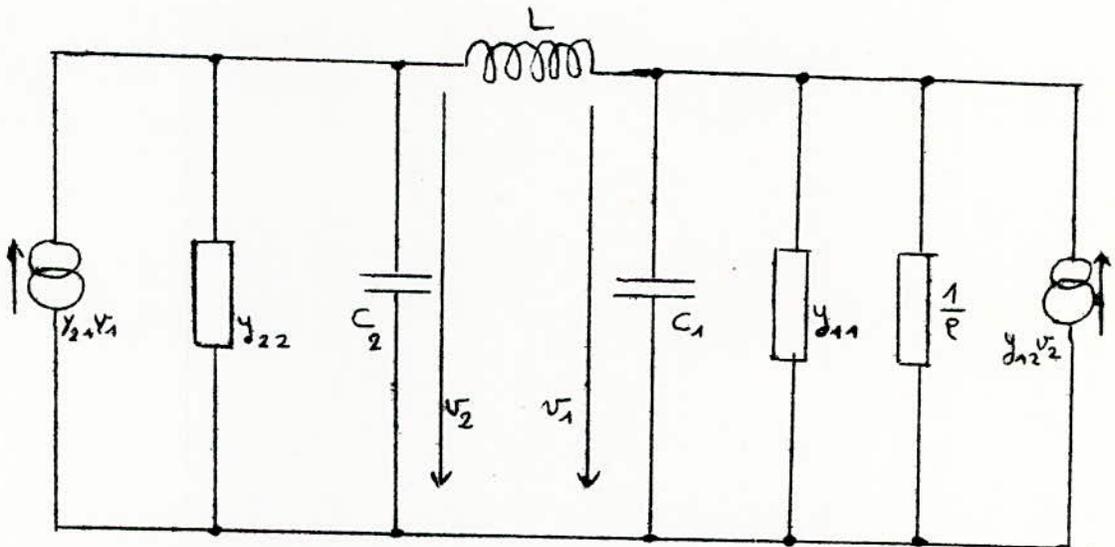


fig. 6

En conclusion, comme les paramètres  $h$  et  $y$  sont complexes, la condition d'amorçage des oscillations est exprimée par la partie imaginaire de  $D$  et la partie réelle donne la fréquence des oscillations. Ce qui s'écrit :

$$\begin{array}{l} \text{Re } D = 0 \\ \text{Im } D = 0 \end{array}$$

(e<sub>8</sub>)

### 2.3/ - Oscillateurs à circuits accordés

Les montages utilisés en pratique sont très variés. Les principaux sont : - l'oscillateur Colpitts  
- l'oscillateur Clapp  
- l'oscillateur Hartley

#### 2.3.1/ - L'oscillateur Colpitts

Le schéma de ce type d'oscillateur est donné par la figure 5.

Une partie du courant alternatif est prélevée sur le circuit oscillant par une inductance  $L$  et l'ensemble des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . On crée la réaction en ramenant le point milieu des capacités  $C_1$  et  $C_2$  sur l'émetteur.

Pour simplifier l'analyse de cet oscillateur, ramenons le schéma au cas général de la figure 4. Ceci nous permettra d'appliquer directement l'équation e<sub>7</sub> donnant les conditions d'oscillations ainsi que la fréquence des oscillations. On obtient alors la représentation de la figure 8.

Le circuit équivalent de cet oscillateur est représenté par la fig. 6, dans laquelle on a :

$$y_{11} = g_{11} + jC_{11}\omega$$

$$y_{22} = g_{22} + jC_{22}\omega$$

$$\frac{1}{\uparrow} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

$g_{11}$  et  $g_{22}$  étant les conductances d'entrée et de sortie du transistor.

On voit donc qu'aux condensateurs d'accord  $C_1$  et  $C_2$  viennent s'ajouter les capacités d'entrée et de sortie  $C_{11}$  et  $C_{22}$  du transistor.

Le schéma équivalent du circuit oscillant devient celui de la figure 7.

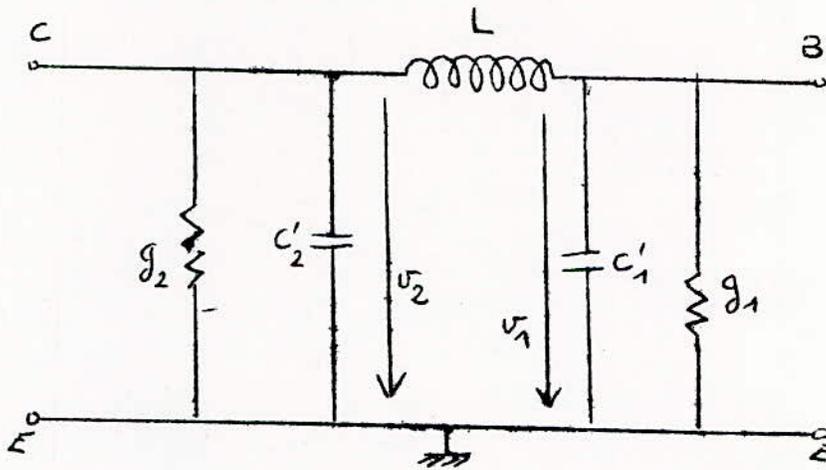


fig. 7

$$\text{avec } C'_2 = C_2 + C_{22}$$

$$C'_1 = C_1 + C_{11}$$

$$y_1 = g_{11} + \frac{1}{e}$$

$$y_2 = g_{22}$$

La figure 8 représente donc après cette analyse le cas de la figure 4

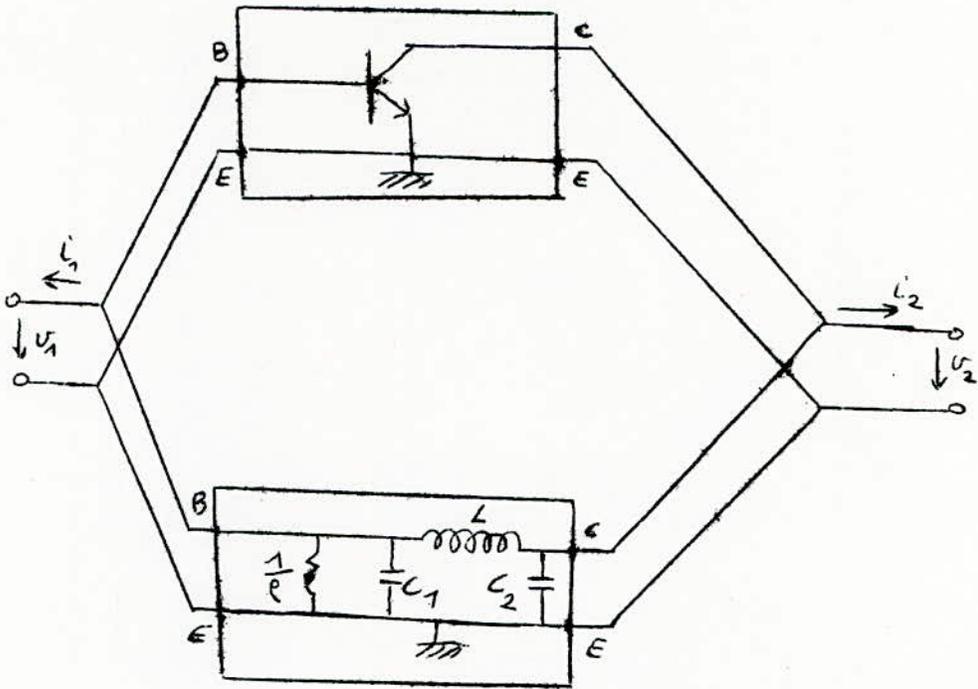
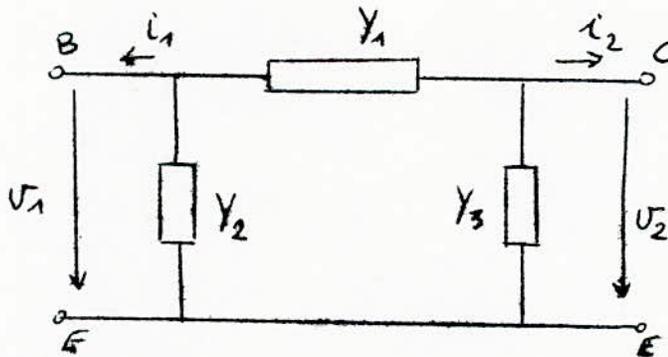


fig. 8

Le quadripôle de réaction se réduit à la cellule en suivante



dans laquelle :

$$y_1 = \frac{1}{jL\omega}$$

$$y_2 = \frac{1}{e} + jC_1\omega$$

$$y_3 = jC_2\omega$$

Les équations fondamentales de cette cellule sont données par :

$$\begin{cases} -i_1 = (y_1 + y_2)v_1 - y_1 v_2 \\ -i_2 = -y_1 v_1 + (y_1 + y_3) v_2 \end{cases}$$

Ce qui nous permet d'obtenir les paramètres  $y'$  :

$$y'_{11} = y_1 + y_2$$

$$y'_{12} = -y_1$$

$$y'_{21} = -y_1$$

$$y'_{22} = y_1 + y_3$$

Appliquons l'équation  $e_7$ , pour déterminer les conditions d'oscillations :

$$(y_{11} + y'_{11})(y_{22} + y'_{22}) - (y_{21} + y'_{21})(y_{12} + y'_{12}) = 0 \quad (e_7)$$

avec :

$$y_{11} + y'_{11} = g_{11} + jC_{11}w + \frac{1}{jLw} + \frac{1}{e} + jC_1w$$

$$y_{22} + y'_{22} = g_{22} + jC_{22}w + \frac{1}{jLw} + jC_2w$$

$$y_{21} + y'_{21} = y_{21} - \frac{1}{jLw}$$

$$y_{12} + y'_{12} = y_{12} - \frac{1}{jLw}$$

Posons  $y_{11} + \frac{1}{e} = g_1$

$$g_{22} = g_2$$

Les différentes expressions précédentes deviennent :

$$y_{11} + y'_{11} = g_1 + C_1w + \frac{1}{jLw}$$

$$y_{22} + y'_{22} = g_2 + jC'_2 w + \frac{1}{jLw}$$

Calculons l'équation (e7)

$$\left( g_1 + jC'_1 w + \frac{1}{jLw} \right) \left( g_2 + jC'_2 w + \frac{1}{jLw} \right) - \left( y_{21} - \frac{1}{jLw} \right) \left( y_{12} - \frac{1}{jLw} \right) = 0$$

$$\left[ g_1 + j \left( C'_1 w - \frac{1}{Lw} \right) \right] \left[ g_2 + j \left( C'_2 w - \frac{1}{Lw} \right) \right] - \left( y_{21} + j \frac{1}{Lw} \right) \left( y_{12} + j \frac{1}{Lw} \right) = 0$$

Séparons partie réelles et parties imaginaires

$$\begin{cases} g_1 g_2 - \left( C'_1 w - \frac{1}{Lw} \right) \left( C'_2 w - \frac{1}{Lw} \right) - y_{21} y_{12} + \frac{1}{L^2 w^2} = 0 & (1) \\ g_2 \left( C'_1 w - \frac{1}{Lw} \right) + g_1 \left( C'_2 w - \frac{1}{Lw} \right) - y_{21} \frac{1}{Lw} - y_{12} \frac{1}{Lw} = 0 & (2) \end{cases}$$

La partie réelle représentée par l'équation (1) donne la fréquence des oscillations :

$$g_1 g_2 - y_{21} y_{12} = \frac{C'_1}{L} + \frac{C'_2}{L} - C'_1 C'_2 w^2 = 0$$

$$C'_1 C'_2 w^2 = g_1 g_2 - y_{21} y_{12} + \frac{C'_1 + C'_2}{L}$$

d'où :

$$w^2 = \frac{1}{LC_T} + \frac{g_1 g_2 - y_{21} y_{12}}{C'_1 C'_2} \quad (e_8)$$

avec :

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C'_1} + \frac{1}{C'_2} = \frac{C'_1 + C'_2}{C'_1 C'_2}$$

Si on pose :  $LC_T w_0^2 = 1$

On aura :

$$w^2 = w_0^2 \left( 1 + L \frac{g_1 g_2 - y_{21} y_{12}}{C'_1 + C'_2} \right)$$

OU :

$$w = w_0 \sqrt{1 + L \cdot \frac{g_1 g_2 - y_{21} y_{12}}{C_1' + C_2'}}$$

$w_0$  représente la pulsation propre du circuit oscillant  
 $w$  est la pulsation réelle d'oscillation.

L'équation (2) donne la condition d'amorçage des oscillations.  
 Cette équation peut s'écrire :

$$g_2 (LC_1' w^2 - 1) + g_1 (LC_2' w^2 - 1) - (y_{21} + y_{12}) = 0$$

remplaçons  $w^2$  par sa valeur trouvée précédemment

$$g_2 \frac{C_1'}{C_2'} + g_2 \frac{L(g_1 g_2 - y_{21} y_{12})}{C_2'} + g_1 \frac{C_2'}{C_1'} + g_1 \frac{L(g_1 g_2 - y_{21} y_{12})}{C_1'} - (y_{12} + y_{21}) = 0$$

Moyennant certaines approximations, on est amené à résoudre  
 l'équation :

$$g_2 \frac{C_1'}{C_2'} + g_1 \frac{C_2'}{C_1'} - y_{21} = 0$$

Si on pose :

$$\frac{C_1'}{C_2'} = n$$

On obtient l'équation :

$$g_2 n^2 - y_{21} n + g_1 = 0$$

d'où

$$\frac{C_1'}{C_2'} \approx \frac{y_{21}}{g_2} \quad (e_9)$$

Ce rapport représente également le gain en tension nécessaire  
 pour obtenir les oscillations.

Finalement on détermine les capacités  $C_1'$  et  $C_2'$  à l'aide des  
 équations  $e_8$  et  $e_9$ , pour une fréquence fixée  $f = \frac{w}{2\pi}$

### 2.3.2/ - L'oscillateur Clapp

L'oscillateur Clapp n'est qu'une variante de l'oscillateur Colpitts. On l'appelle également "oscillateur Colpitts modifié".

Ce circuit, comme le montre la figure 9 est caractérisé principalement par le fait que dans l'oscillateur Colpitts, on remplace l'inductance d'accord par un circuit accordé constitué par une inductance en série avec une capacité.

Cette modification permet d'améliorer considérablement la stabilité en fréquence du circuit oscillateur vis à vis des variations des paramètres du transistor avec la température et la tension d'alimentation.

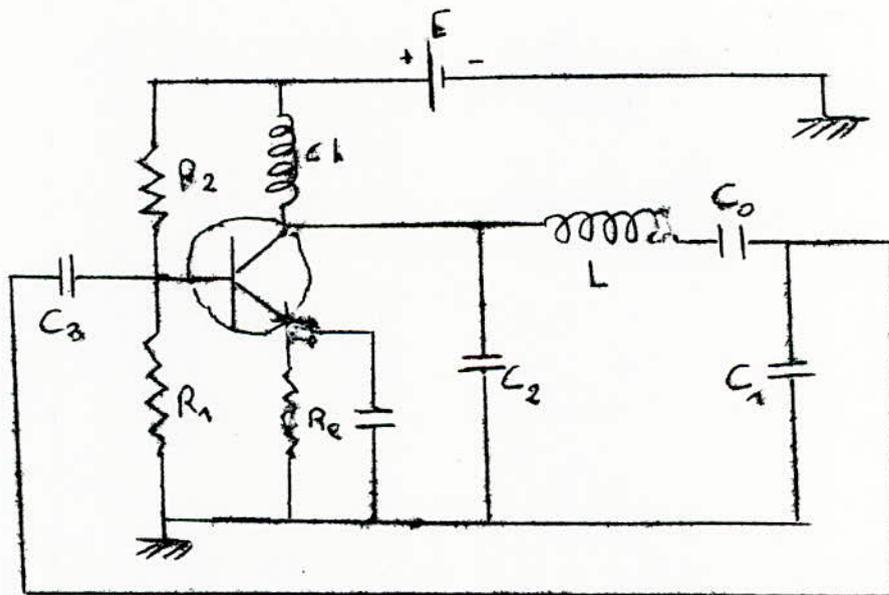


fig. 9

On voit sur ce schéma que la seule modification pratique est que l'admittance  $Y_1$  dont il a été question pour l'oscillateur Colpitts devient :

$$y_1 = jC_0\omega + \frac{1}{jL\omega}$$

Un calcul strictement analogue montre que la fréquence d'oscillation est donnée par la relation :

$$\omega^2 = \omega_0^2 \left( 1 + L \frac{g_1 g_2 - y_{12} y_{21}}{C'_1 + C'_2} \right)$$

avec  $\omega_0^2 = \frac{1}{L(C_T + C_0)}$

$C_T$  étant la capacité équivalente des capacités  $C'_1$  et  $C'_2$

2.3.3/ - L'oscillateur Hartley

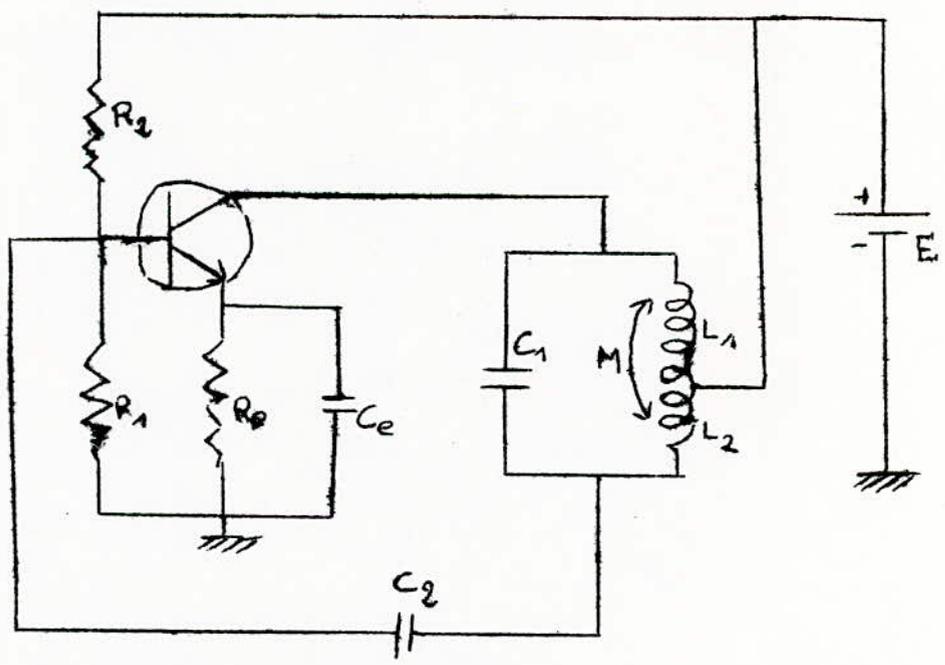


fig. 10

C'est un montage émetteur à la masse. Le condensateur  $C_2$  réalise la réaction avec l'enroulement  $L_2$  du bobinage.

L'inductance mutuelle  $M$  complète le réseau de réaction aboutissant au circuit collecteur. La capacité  $C_1$  ainsi que  $L_1$ ,  $L_2$ , constituant un circuit accordé qui détermine la fréquence des oscillations dont une valeur approximative est donnée par :

$$\omega^2 \simeq \frac{1}{(L_1 + L_2 + 2M)C_1 - \frac{h_{22}}{h_{11}} (L_1 L_2 - M^2)}$$

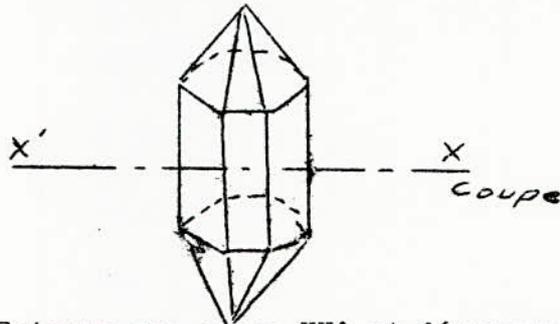
Les conditions d'oscillations sont :

$$\frac{L_1 + M}{L_2 + M} \simeq h_{21}$$

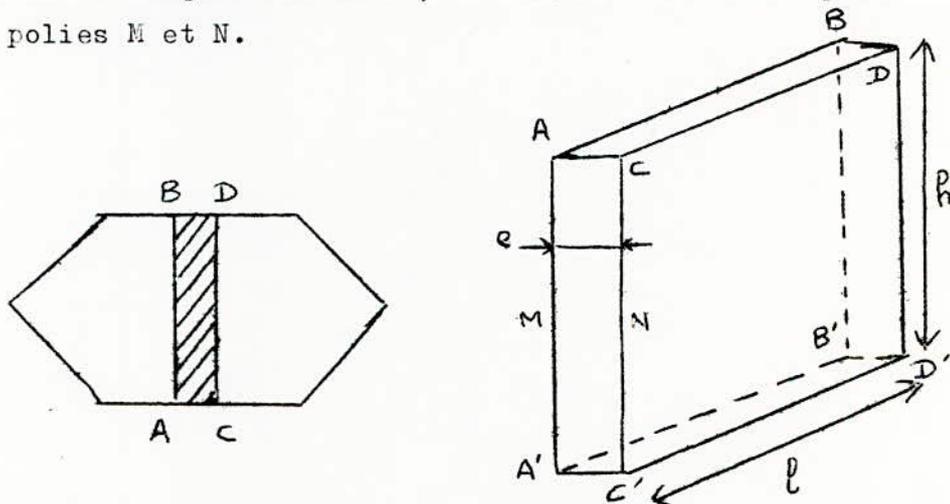
3.1/- La piezoélectricité

Rappelons rapidement le phénomène fondamental de la piezoélectricité, découvert par Pierre et Jacques Curie.

Prenons un cristal de roche pure, ou quartz, qui cristallise suivant la coupe hexagonale bien connue de la figure.



Faisons une coupe  $XX'$  et découpons un prisme  $ABCD A'B'C'D'$  suivant la figure suivante, et à faces absolument parallèles et polies M et N.



Si on place deux électrodes métalliques sur les faces M et N (ou faisons un dépôt d'or, par projection cathodique) et que une d.d.p continue est appliquée entre M et N, on remarque que le quartz se comprime dans le sens perpendiculaire suivant  $AA'$ . Par contre, le quartz se dilate si la d.d.p est inversée. Les variations de longueur sont de l'ordre du micron.

Inversement, comprimons le quartz dans le sens AA'. Il apparait une charge électrique positive sur la face M et une charge égale, mais négative sur la face N. Etirons le quartz dans le sens AA' : il apparait encore deux charges, mais de signes inversés. C'est la propriété utilisée dans les "pick-up".

La charge Q est proportionnelle à la force F, d'où la densité électrostatique :

$$\epsilon = \frac{Q}{S} = \frac{kF}{S}$$

S étant la section comprimée, ici CDC'D'.

Si le quartz est placé dans un champ électrique E, la variation relative de longueur est :

$$\frac{\Delta l}{l} = kE$$

$$\text{et } \Delta l = klE$$

(pour E = 300 v. ; il correspond l = 6,36 A)

Dans la formule précédente on a :

$$S = lk$$

La pression p est :

$$p = \frac{F}{S}$$

Sur la face ABCD apparait une charge Q

$$Q = kF$$

et la section comprimée est :  $S' = eh$

On aura alors :

$$\delta = \frac{Q}{S} = kp$$

C'est à dire :

$$\frac{Q}{lh} = k \frac{F}{eh}$$

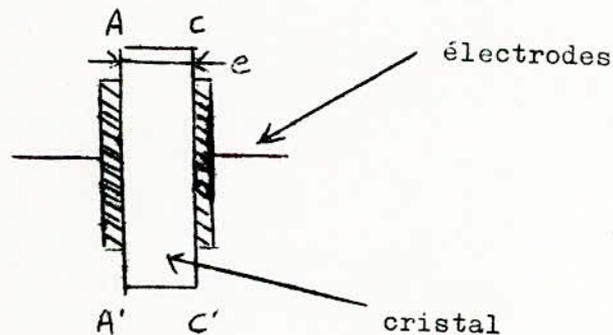
d'où :

$$Q = k \frac{l}{e} F$$

On voit d'après cette formule que l'on a intérêt à diminuer  $e$ .

D'autre part on conçoit que si un quartz est excité latéralement, entre les faces M et N par un champ électrostatique de haute fréquence, il va vibrer mécaniquement.

Si la fréquence de champ est la même que la fréquence mécanique, il y aura résonance.



La coupe examinée est la coupe Curie et le cristal vibre sur sa fondamentale. Son épaisseur est

$$e = \frac{\lambda}{2}$$

Si  $v$  est la vitesse de propagation dans le quartz on aura :

$$e = \frac{\lambda}{2} = \frac{v T}{2}$$

$v$  est d'environ 5.500 m/s

d'où 
$$T = \frac{2 e}{5.500} \text{ secondes}$$

et la fréquence 
$$F = \frac{1}{T}$$

$$F = \frac{2750}{e} \text{ kHz}$$

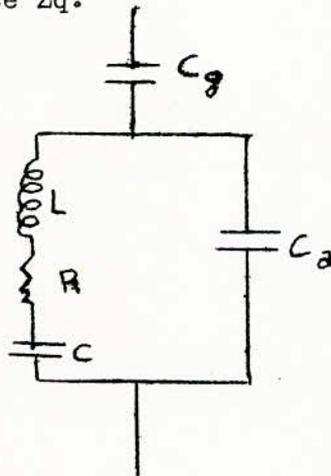
e en mm

exemple : si e = 0,3 mm

F = 10 MHz

3.2/ - Schéma électrique équivalent à un quartz

Si pour le quartz précédent on établit une d.d.p V coswt entre M et N, on constate le passage d'un certain courant i. Le quartz est donc équivalent, du point de vue électrique, à une certaine impédance Zq.



Ca étant la capacité entre armatures

Cg : capacité équivalente qui représente l'effet de la lame d'air entre le cristal et les armatures.

L correspond à son inertie mécanique

R correspond à sa viscosité matérielle

C correspond à son élasticité.

A titre d'exemple, citons les ordres de grandeur des paramètres des cristaux de quartz.

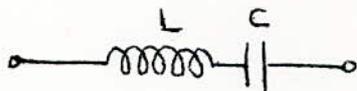
La résistance  $R$  de l'ordre de  $10\text{ k}\Omega$  à  $50\text{ kHz}$  se réduit à un millier d'ohms entre  $50\text{ kHz}$  et  $1\text{ MHz}$  et décroît jusqu'à une centaine d'ohms au dessus de  $1\text{ MHz}$ .

L'inductance  $L$  est de l'ordre de dizaines à centaines d'Henrys. La capacité  $C_a$  est de l'ordre de quelques picofarads alors que la capacité  $C$  est beaucoup plus faible ( $C_a \approx 100\text{ C}$ ).

Il est évident que toutes ces valeurs sont également fonction de la taille et des dimensions des cristaux.

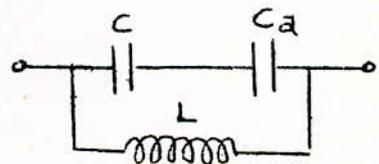
Le cristal présente deux fréquences de résonances correspondant l'une à la résonance série, l'autre à la résonance parallèle.

résonance série



$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

résonance parallèle



$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$$

$$\text{avec } \frac{1}{C_0} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C_a}$$

Cherchons la relation qui existe entre  $\omega_s$  et  $\omega_p$

$$\text{On a : } C_0 = \frac{CC_a}{C + C_a}$$

$$C_0 = \frac{C}{\frac{C}{C_a} + 1}$$

On a vu que  $C \ll C_a$ , donc :

$$C_0 = \frac{C}{\varepsilon + 1} \quad \text{avec} \quad \frac{C}{C_a} = \varepsilon$$

$$C_0 \simeq C (1 - \varepsilon)$$

$w_p$  devient :

$$w_p = \frac{1}{\sqrt{LC(1 - \varepsilon)}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \varepsilon}}$$

$$w_p \simeq \frac{1}{\sqrt{LC}} \left( 1 + \frac{\varepsilon}{2} \right)$$

$$w_p \simeq w_s \left( 1 + \frac{\varepsilon}{2} \right)$$

On voit que les fréquences  $w_p$  et  $w_s$  sont très voisines l'une de l'autre.

La variation relative entre ces 2 fréquences sera :

$$\frac{\Delta w}{w} = \frac{w_p - w_s}{w_s}$$

$$\frac{\Delta w}{w} = \frac{w_s \left( 1 + \frac{\varepsilon}{2} \right) - w_s}{w_s}$$

$$\frac{\Delta w}{w} = \frac{\varepsilon}{2}$$

$$\frac{\Delta w}{w} = \frac{C}{2 Ca}$$

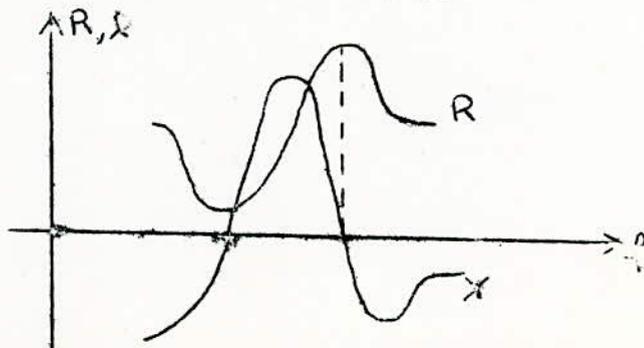
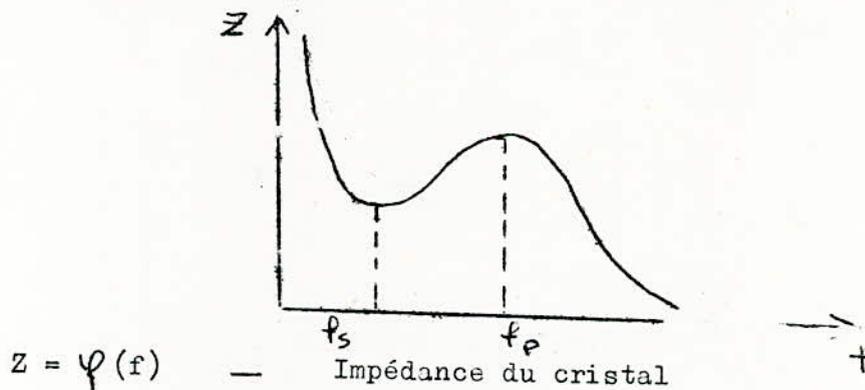
Le rapport  $\frac{\Delta f}{f}$  est généralement de l'ordre de  $10^{-5}$  pour un quartz.

Pour des fréquences comprises entre  $w_s$  et  $w_p$ , le quartz se comporte comme une inductance de valeur élevée, et à l'extérieur de cette plage de fréquences, comme une capacité de faible valeur.

Le coefficient de surtension d'un quartz est compris entre 20.000 et 50.000 dans l'air. Dans le vide il peut atteindre  $10^5$  à  $10^6$ .

$$Q \approx \frac{Lw_R}{R}$$

On peut représenter les variations de l'impédance du cristal en fonction de la fréquence ; on obtient les allures données par les figures ci-après.



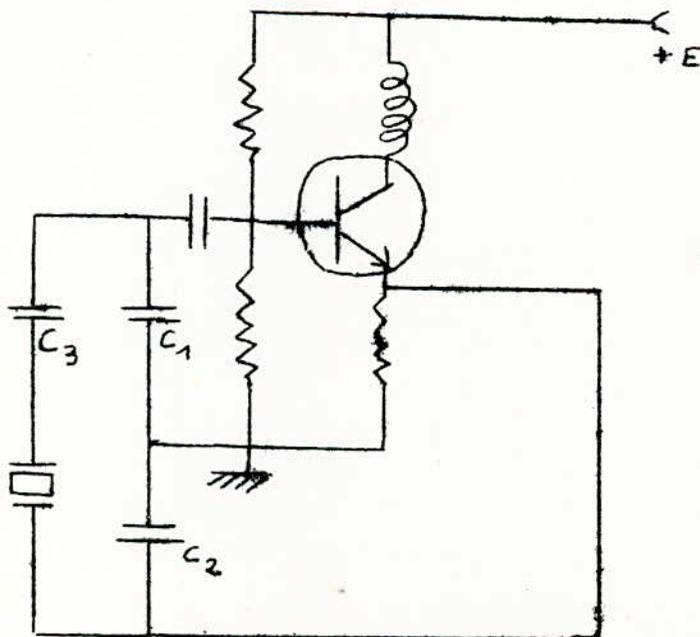
### 3.3/ - Les oscillateurs à quartz

Dans ce type d'oscillateur, le quartz remplace l'élément réactif définissant la fréquence dans les oscillateurs classique étudiés précédemment. On améliore ainsi considérablement la stabilité de fréquence. Mais on a un oscillateur à fréquence fixe.

Le remplacement de l'élément réactif par le quartz peut effectivement se faire puisqu'on a vu que le schéma électrique équivalent d'un quartz est un circuit LC avec un coefficient  $Q$  très grand.

Les montages d'oscillateurs à quartz sont variés. Nous citerons ici l'oscillateur Pierce qui obéit au même schéma de principe que celui des oscillateurs Clapp et Colpihs. Il est représenté à la figure  11.

La fréquence de l'oscillation dépend des capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  et du cristal. Elle correspond à un comportement inductif du quartz.



Oscillateur Pierce

fig. 11

Cet oscillateur Pierce s'étudie comme l'oscillateur Clapp. Outre sa simplicité, l'expérience a montré qu'il présente une stabilité de fréquence remarquable.

Un autre montage intéressant est l'oscillateur appelé Robert Dollar. Ce n'est autre qu'un circuit Colpihs à quartz. On insère un quartz entre le point milieu du pont capacitif et l'émetteur. Alors la fréquence du circuit  $LC_1-C_2$  se synchronise sur celle du quartz où sur ses harmoniques impairs. Ce dernier montage sera utilisé pratiquement. Le schéma théorique est représenté à la figure 12

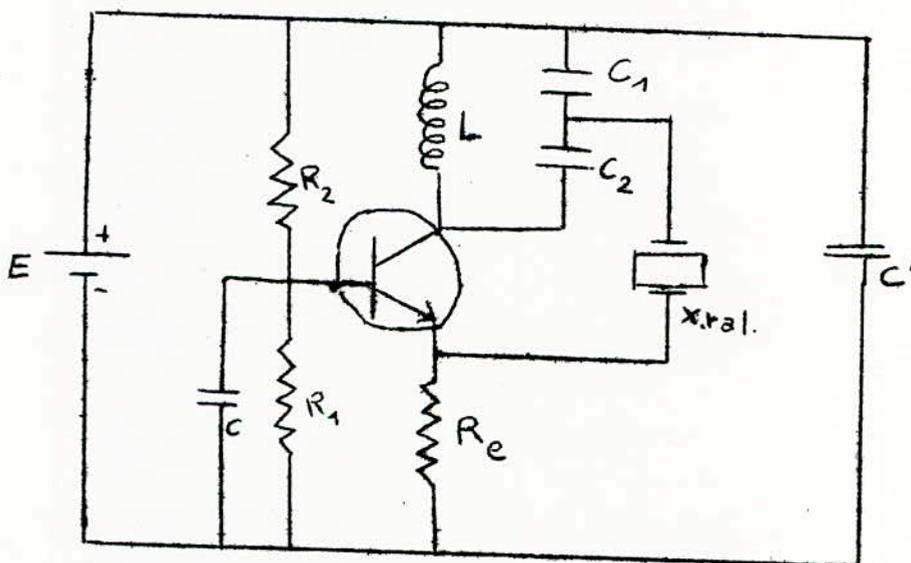


fig. -12

C et C' sont des capacités de découplage

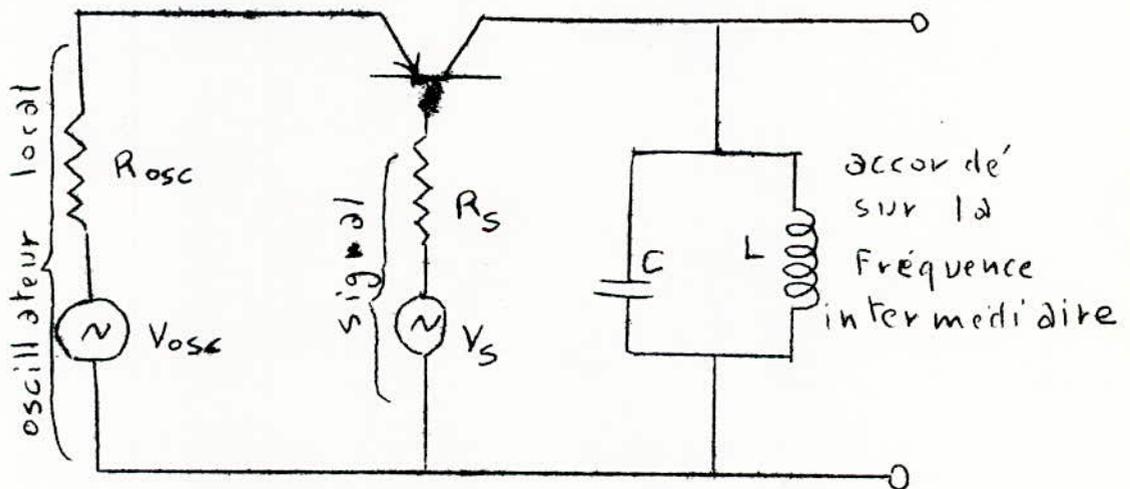
CHAPITRE IV --:-- LES MELANGEURS A TRANSISTORS

4.1/ - Les mélangeurs à Transistors

Si on a un circuit non linéaire dans lequel on a injecté à l'entrée deux signaux de fréquences différentes nous délivre à la sortie un signal dont la fréquence est, soit la somme, soit la différence des fréquences des signaux appliqués à l'entrée on dit que l'on a un mélangeur. Le procédé est appelé mélange.

Du fait que l'on obtient à la sortie une fréquence différente de la fréquence d'entrée, on voit que bien que le mélangeur (appelé encore changeur de fréquence) est un circuit non linéaire.

La figure montre comment on peut réaliser cela à l'aide de circuit à transistor.



$R_{osc}$  est la résistance de la source oscillateur local

$V_{osc}$  : générateur de tension (oscillateur local)

Le signal est constitué par un générateur de tension  $V_s$  de résistance interne  $R_s$ .

Un exemple type est le cas en radio où l'on doit convertir une bande de fréquence en une bande de fréquence intermédiaire. L'émetteur reçoit une grande puissance de la part de l'oscillateur local et le petit signal HF est envoyé sur la base. La non linéarité de l'impédance d'entrée produit la fréquence intermédiaire dont la modulation varie avec la modulation du signal et est ensuite amplifiée par l'étage lui-même. La sortie est prise aux bornes d'un circuit bouchon accordé sur la fréquence intermédiaire.

Le gain de conversion est défini comme étant le rapport de la puissance de sortie à la fréquence intermédiaire à la puissance d'entrée en HF. Le gain dépend de plusieurs facteurs dont les plus importants sont :

1/ - Le point de fonctionnement peut être choisi de façon à donner le plus grand gain de conversion tout en trouvant un compromis entre la propriété de non linéarité de l'impédance d'entrée pour un bon mélange et un grand gain en puissance.

2/ - On peut trouver un gain de conversion maximum pour une certaine valeur de l'amplitude de l'oscillateur local, valeur qui est mieux déterminée expérimentalement. Le gain dépend naturellement des caractéristiques du transistor et parfois de la fréquence du signal.

CHAPITRE V -- REALISATION PRATIQUE

5.1/ - Introduction

Le pilote d'émetteur à fréquence variable 144 - 146 MHz a été réalisé sur plaquette "PROTO DEL" de dimension 10 x 16 cm.

Le montage a été fait en trois étapes de la manière suivante :

- 1/ - Oscillateur à fréquence variable 4,9 - 5,55 MHz
- 2/ - Oscillateur à quartz 43,1 MHz
- 3/ - Mélangeur 43,1 - 5,2 MHz

Des mesures ont été faites après chacune de ces étapes. Les courbes jointes explicitent les différents résultats ostendus.

5.2/ - Réalisation pratique

5.2.1/ - L'oscillateur à fréquence variable

1/ - Polarisation du transistor

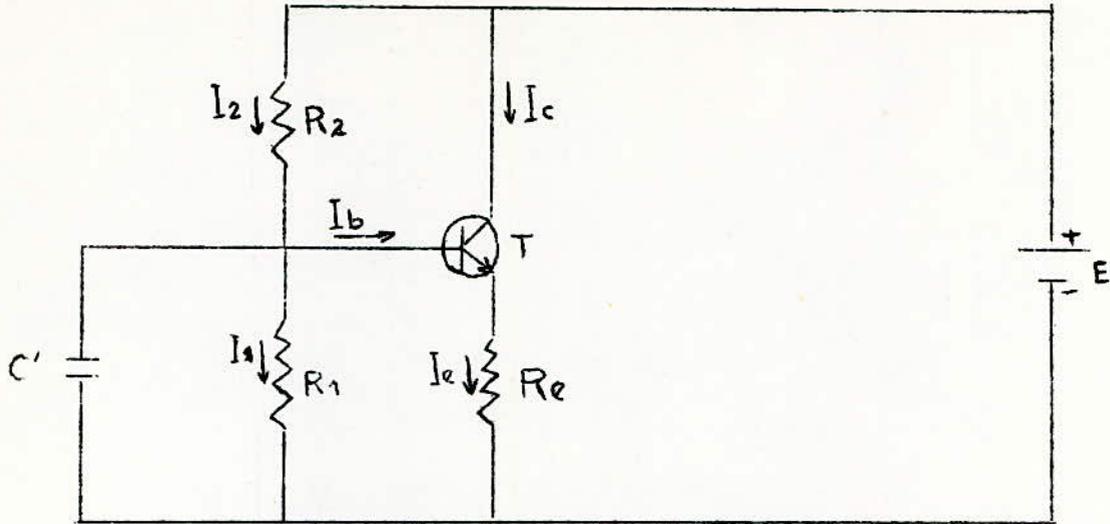
Le schéma pratique de cet oscillateur est celui qui a été traité dans la partie théorique.

Le point de fonctionnement a été choisi à :

$$V_{cE} = 10 \text{ v}$$

$$I_c = 1 \text{ mA}$$

La tension d'alimentation est  $E = 18$  volts



On a :  $E = V_{ce} + R_e I_e$

si  $I_c \approx I_e$  On a :  $R_e I_e \approx R_e I_c$

D'où :  $R_e = \frac{E - V_{ce}}{I_c}$

$$R_e = \frac{18 - 10}{10^{-3}}$$

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

Calcul du pont de base.

Pour ce point de fonctionnement le gain du transistor est d'après les caractéristiques :

$$\beta = 100$$

Fixons :  $I_2 = 10 I_b$

$$\text{et } I_b = \frac{I_c}{\beta}$$

$$I_b = \frac{10^{-3}}{10^2} = 10 \mu\text{A}$$

$$\text{d'où : } I_2 = 100 \mu\text{A}$$

Si on néglige la tension  $V_{be}$ , on obtient :

$$V_{bm} \approx V_{em}$$

C'est à dire  $V_{bm} \approx 8\text{v.}$

Ce qui conduit à :

$$R_1 = \frac{V_{bm}}{I_1} = \frac{V_{bm}}{I_2 - I_b}$$

$$R_2 = \frac{8}{(100 - 10) 10^{-6}}$$

$$\underline{R_2 \approx 89 \text{ K}\Omega}$$

Pratiquement :  $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$

Calcul de C'

Appliquons la règle du  $1/10^e$

$$\frac{1}{C'\omega} < \frac{R_1}{10}$$

$$C' > \frac{10}{R_1 \omega}$$

La fréquence de travail est 5,2 MHz

$$C' > \frac{10}{100 \cdot 10^3 \cdot 2\pi \cdot 5,2 \cdot 10^6}$$

$$\underline{C' > 3,2 \text{ pF}}$$

La valeur de découplage est de 6,8 nF

- Calcul du facteur de stabilité

Le facteur de stabilité S est tel que :

$$e = (S - 1) R_e$$

$$\text{avec : } e = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{donc : } S = \frac{e + R_e}{R_e}$$

$$S = \frac{50 + 10}{10}$$

$$\boxed{S = 6}$$

On constate que pour la valeur du courant  $I_2$  fixé auparavant nous obtenons un facteur de stabilité convenable puisque sa valeur théorique doit généralement être telle que l'on ait :

$$5 \leq S \leq 10$$

2/ - Calcul du circuit oscillant

Les caractéristiques du transistor 2N2222 nous donnent :

$$Y_{21} = 20 \cdot 10^{-3}$$

$$g_2 = 35 \cdot 10^{-6}$$

Ce qui nous conduit à un rapport de capacités de :

$$\frac{C_1'}{C_2'} \approx \frac{Y_{21}}{g_2} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{35 \cdot 10^{-6}}$$

$$\frac{C_1'}{C_2'} = 570$$

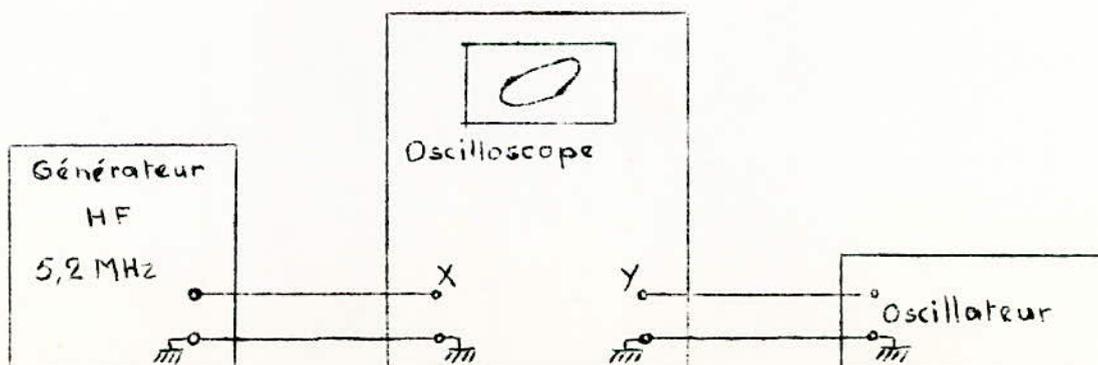
Le schéma de cet oscillateur est donné à la figure 13.

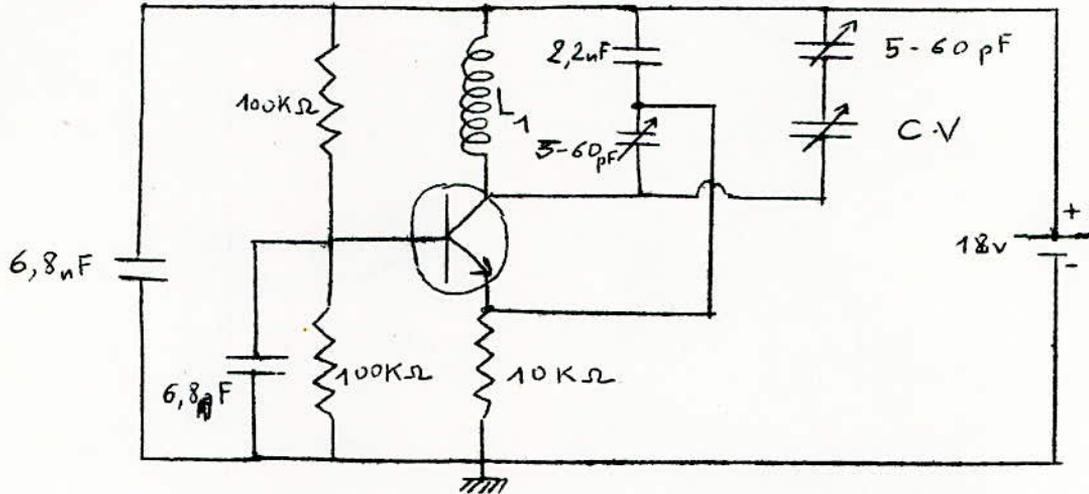
Le circuit oscillant se compose de la bobine  $L_1$  qui comporte 24 spires de fil 0,45 mm bobiné sur mandrin de 10 mm. Mesuré au Q - mètre, elle résonne à la fréquence 5,2 MHz pour une capacité de 170 pF. avec un coefficient de qualité de 100. Sa valeur est :

$$L_1 \approx 5,5 \mu\text{H}$$

Les capacités  $C_1$  et  $C_2$  ont été fixées expérimentalement aux valeurs respectives 2.200 pF et 50 pF.

Le contrôle de la fréquence d'oscillation est fait par la méthode de Lissajou.





- fig. 13 -

- L'oscillateur à fréquence  
variable 4,9 MHz - 5,55 MHz. -

On veut balayer la bande de fréquence 4,9 MHz - 5,55 MHz  
Pour cela il a été étudié l'influence d'une capacité aux bornes  
du circuit oscillant.

Le circuit oscillant composé par l'induction  $L_1$  et les  
capacités  $C_1$  et  $C_2$  est accordé sur 5,55 MHz.

La courbe figure 14 traduit les résultats.

On voit qu'il faut brancher en parallèle une capacité  
variable de quelques pF ( $\approx 3$ pF) à plusieurs dizaines de pF ( $\approx 60$ pF)

Pour cela une trimmer 3.60 pF branchée en série avec CV (490 pF)  
permet d'obtenir le balayage de la bande 4,9 MHz - 5,55 MHz, la  
valeur du CV devenant négligeable devant celle du trimmer.

### 5.2.2/ - L'oscillateur à quartz

L'oscillateur à quartz est le montage présenté dans la  
partie théorique de la figure 12.

La figure 13 bis présente le circuit avec les différentes valeurs  
des éléments.

La bobine  $L_2$  est accordée sur 43,1 MHz ou Q-mètre. Elle  
résonne à cette fréquence pour une valeur de capacité de 32 pF. Son  
coefficient de qualité est de 190.

Elle vaut :

$$L_2 = 0,46 \mu\text{H}$$

$L_2$  est bobiné sur mandrin à 10 mm et comprend 8 spires.  
L'oscillateur à quartz est relié par une capacité de 6,8 pF à  
un étage séparateur. Le transistor fonctionne en classe A. La  
bobine  $L_3$  à même valeur que  $L_2$  .

Valeurs de  $C_p$   
en pF

- Influence d'une  
capacité aux bornes  
du circuit oscillant -

$C_2 = 149 \text{ pF}$   
 $f_0 = 5,55 \text{ MHz}$

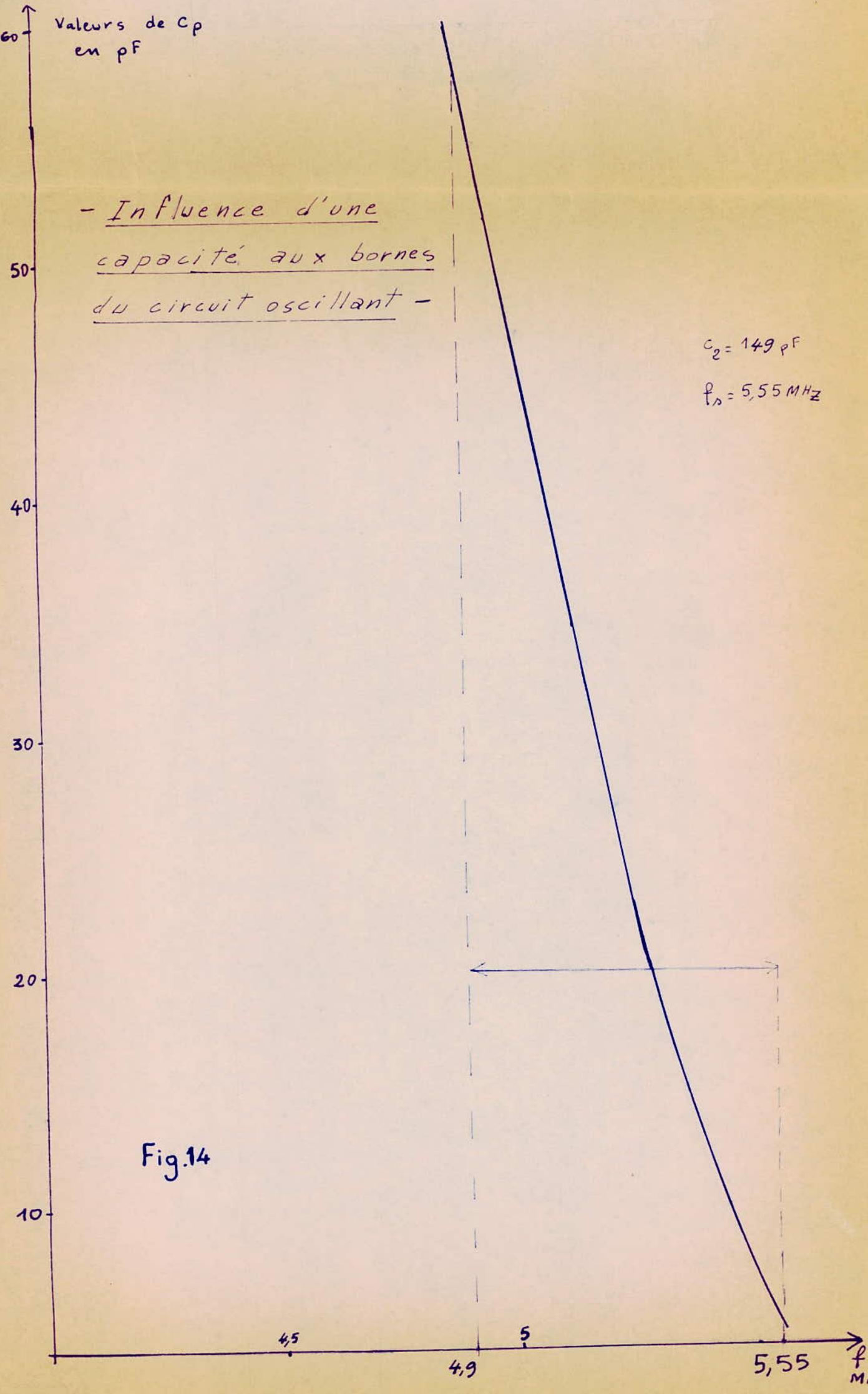
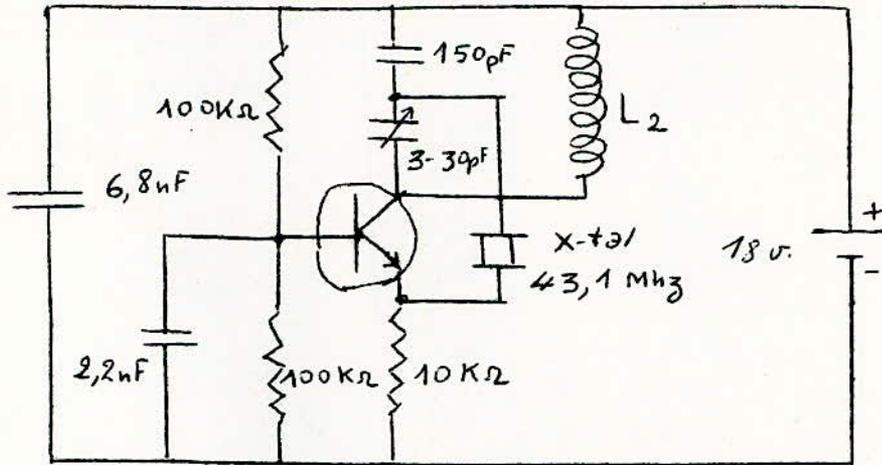


Fig.14



L'oscillateur local  
à quartz - 43,1 Mhz.

fig. 13-bis

5.2.3/ - Le mélangeur et le séparateur mélangeur tripleur fig.15 bis

Le transistor mélangeur doit fonctionner dans un régime non linéaire. Les valeurs des résistances de polarisation ont été obtenues expérimentalement de telle façon que le mélangeur se trouve en classe B.

La bobine  $L_4$  comporte 7 spires bobinées sur mandarin de 6 mm et a été mesuré en Q - mètre. A la fréquence de 48,3 MHz, l'accord est obtenu pour la capacité 32 pF et pour coefficient de qualité  $Q_0 = 192$ .

Le calcul donne :

$$L_4 \approx 0,42 \mu\text{H}$$

La bobine  $L_5$  bobinée sur mandarin de 6 mm comporte 6 spires. Pour un coefficient de qualité  $Q_0 = 190$ , cette bobine vaut :

$$L_5 \approx 0,38 \mu\text{H}$$

Pour le circuit oscillant de la sortie à 48 MHz, la bobine  $L_6$  comporte 6 spires. Ses caractéristiques sont :

$$Q_0 = 185$$
$$L_6 = 0,39 \mu\text{H}$$

A l'entrée du mélangeur côté oscillateur variable est monté un circuit piège sur 43,1 MHz. La bobine  $L_2'$  comporte 7 spires enroulées sur mandarin de 6 mm. La capacité d'accord est une ajustable 5 - 60 pF.

Les réglages d'accords de chacun des circuits oscillants sont faits pour la fréquence centrale 48,3 MHz de la manière suivante :

Un générateur HF délivre la fréquence 5,2 MHz correspondant à la fréquence centrale de l'oscillateur variable. Son signal est injecté sur la base du mélangeur.



Fréquence oscillateur variable 5,2 MHz

Fréquence oscillateur local 43,1 MHz

$V_{OL}$ : tension oscillateur local

tension oscillateur 48 MHz

$V_{osc}$

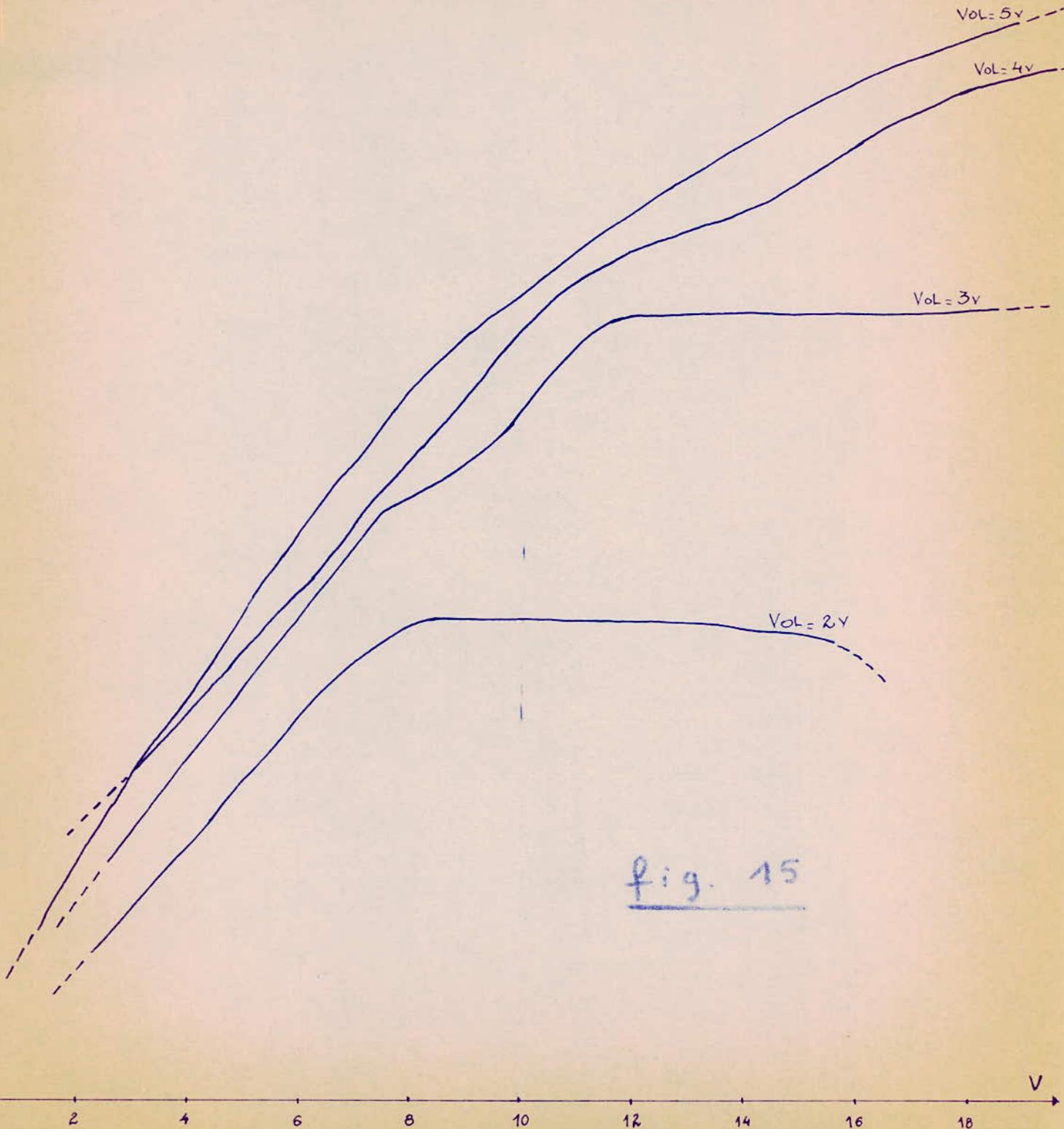
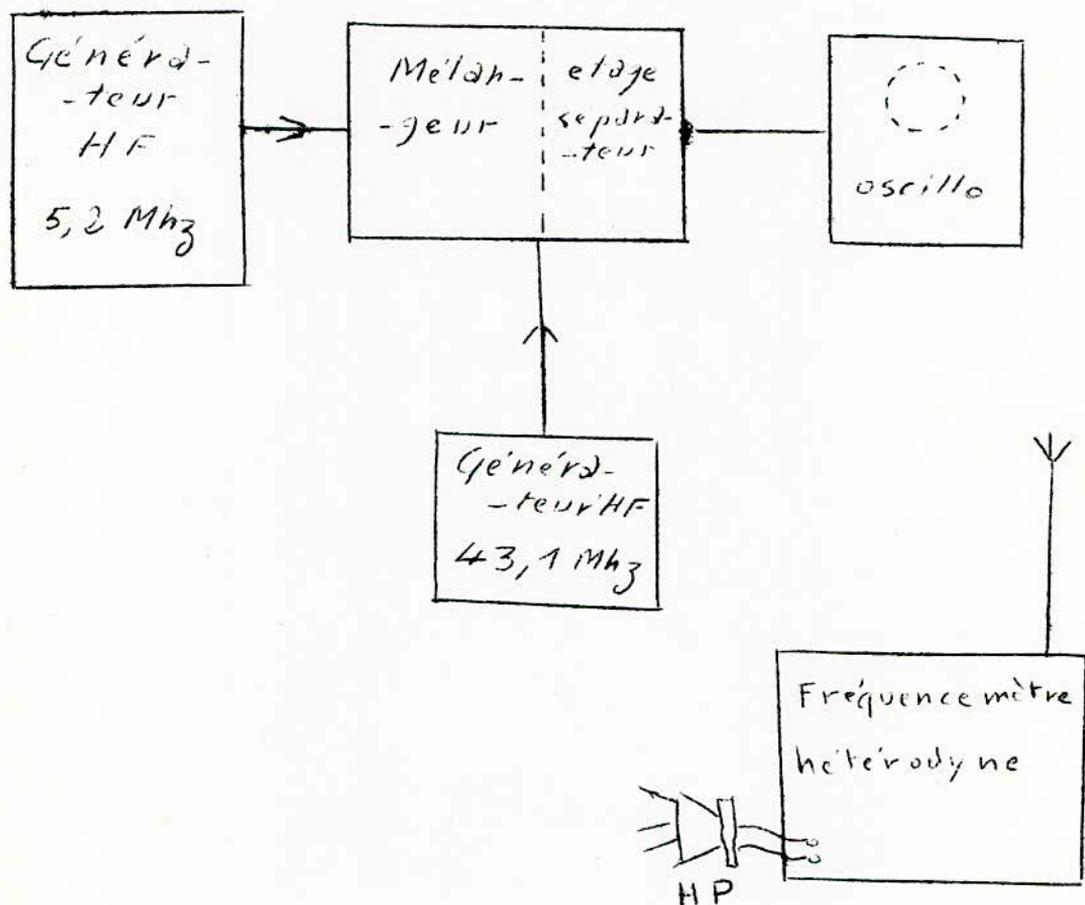


fig. 15

Tension oscillateur variable pour  $f = 5,2$  MHz

Le signal d'un second générateur HF délivrant la fréquence 43,1 MHz représentant l'oscillateur local, est injecté sur l'émetteur du mélangeur.

Le schéma synoptique de mesure est le suivant :



Le contrôle de la fréquence est fait à l'aide d'un oscillographe "SIEMENS" branché successivement sur la sortie du mélangeur l'étage séparateur suivant étant hors circuit, puis sur ce dernier étage alimenté cette fois. On opère ainsi jusqu'à observer à l'oscillographe une sinusoïde aussi parfait que possible. Ceci est obtenu en ajustant à la fois les capacités d'accord des circuits oscillant, ainsi que la résistance ajustable de base du mélangeur.

Le contrôle de la fréquence est également fait à l'aide de fréquence mètre hétérodyne placé à proximité de façon à pouvoir entendre le battement au haut-parleur.

Gain de conversion

Une fois l'accord des deux étages mélangeur et séparateur terminé, on peut tracer les courbes donnant le gain de conversion.

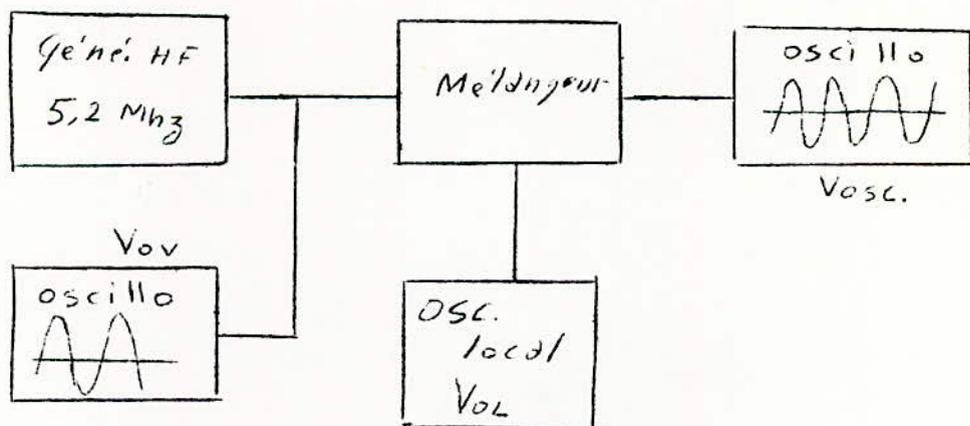
$$V_{osc} = f(V_{ov})$$

$V_{osc}$  étant la tension à la sortie du mélangeur séparateur.

$V_{ov}$  est la tension de l'oscillateur variable.

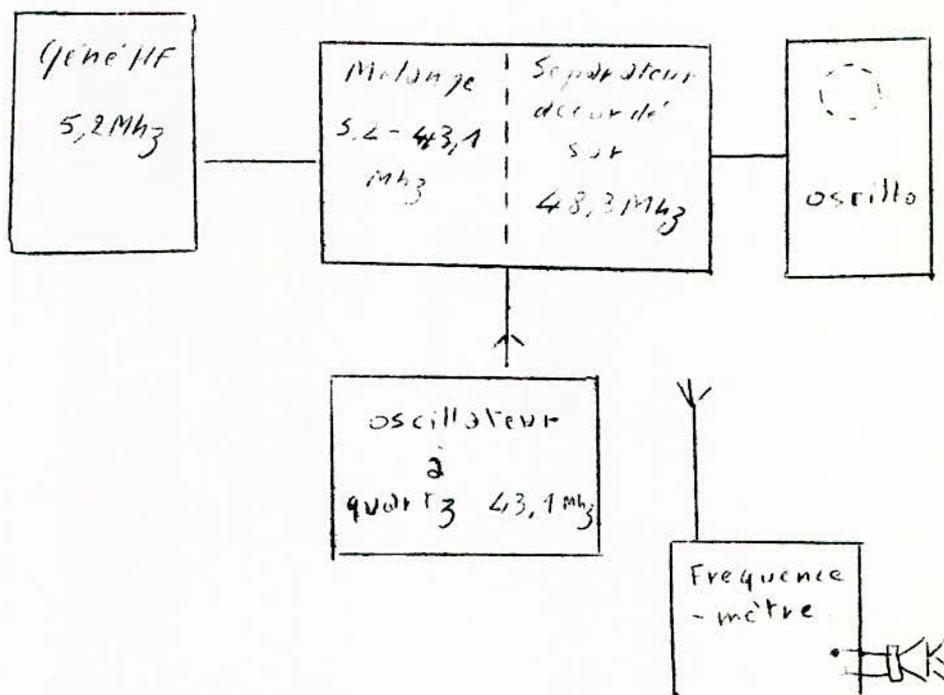
Le paramètre  $V_{oc}$  est la tension de l'oscillateur local.

Les courbes de gain de conversion ont été tracées à la figure 15 pour la fréquence centrale 5,2 MHz de l'oscillateur variable. Les tensions sont mesurées à l'aide de deux oscilloscopes suivant le schéma suivant :



Le générateur représentant l'oscillateur local est ensuite supprimé. Il est remplacé cette fois par l'oscillateur local "réel" qui est l'oscillateur à quartz 43,1 MHz, le générateur 5,2 MHz restant toujours.

Le même procédé de mesure de fréquence est utilisé. Le schéma synoptique devient :

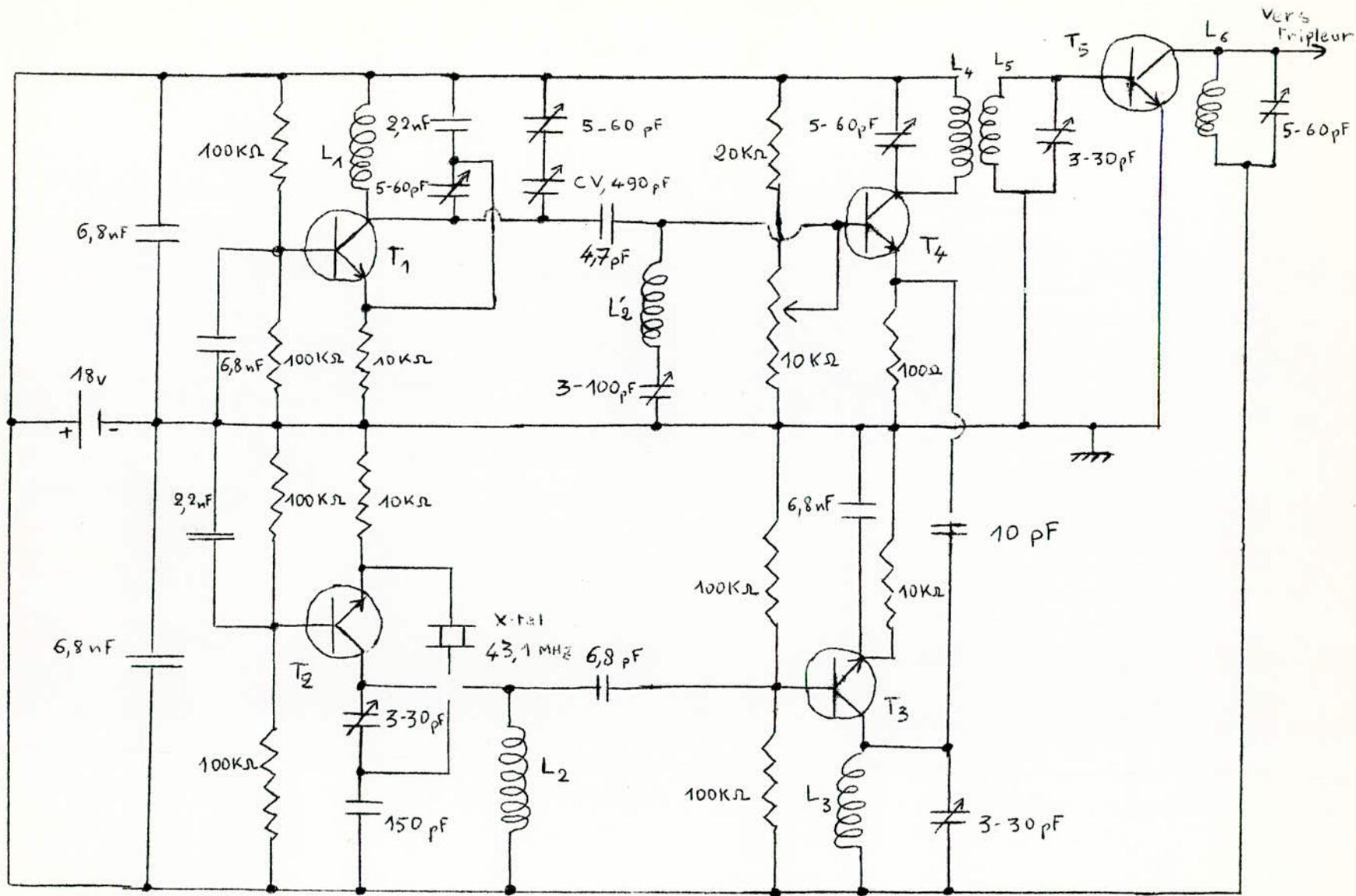


A l'aide du fréquence-mètre hétérodyne on vérifie cette fois en même temps le mélange 5,2 - 43,1 MHz et l'oscillation du quartz 43,1 MHz. Les circuits d'accord sont réajustés pour une valeur optimum du signal de sortie à la fréquence 48,3 MHz. Les accords sont perfectionnés en vérifiant si la bande 48 MHz - 48,6 MHz est couverte correctement en faisant varier le générateur de 4,9 MHz à 5,55 MHz.

Cette mesure étant faite on supprime le générateur 5,2 MHz et on le remplace par l'oscillateur variable. Les derniers accords sont faits encore une fois de sorte que la fréquence varie bien de 48 à 48,6 MHz.

Finalement, le circuit sortie 48 MHz est celui de la figure 16.

-56-



-fig. 16-

CHAPITRE VI    :-:-    CONCLUSION

IL est évident que la qualité essentielle d'un V.F.O ou pilote d'émetteur, est sa stabilité en fréquence. C'est ce qui a été recherché dans ce montage et qui justifie le schéma de principe adopté. La stabilité est sans nul doute la qualité première d'un pilote d'émetteur, afin que la fréquence qu'il engendre ne dérive pas au-delà d'une valeur acceptable qui doit être la plus faible possible.

On a vu que le montage présenté dans cet ouvrage permettait de couvrir la bande de fréquence 48- 48,66 Mhz. Donc à ce niveau la dérive ne serait pas très importante étant donné que le quartz délivre une fréquence de 43,1 Mhz. La stabilité sera fonction uniquement de la fréquence de l'oscillateur variable allant de 4,9 à 5,55 Mhz.

Ce pilote est prévu pour un émetteur dans la bande de fréquence 144 - 146 Mhz. Pour on peut prévoir un étage tripleur de fréquence qui permettrait d'obtenir la bande de fréquence désirée. Cependant la dérive en fréquence sera plus importante vu qu'elle est alors multipliée par 3; en conclusion, la stabilité d'un tel montage se situera entre le V.F.O et l'oscillateur à quartz. Elle est moins importante au niveau de 48 Mhz.

Malheureusement le manque de temps n'a pas permis de procéder à une mesure de stabilité correcte. Seule une mesure de fréquence par la méthode de Lissajous a permis de constater que l'oscillation dévie au bout d'un temps d'environ 40 secondes par disparition de l'ellipse observée à l'oscilloscope.

Cependant cette mesure ne donne aucune précision et on peut également mettre en cause le générateur HF qui peut dériver en fréquence.

Au niveau de l'oscillateur variable la tension mesurée à l'oscilloscope valeur crête à crête varie de 1,8 volts à 2,3 volts pour des fréquences successives de 4,9 à 5,55 Mhz.

On peut alors affirmer que la fréquences variera en fonction de la tension d'alimentation. Ceci nous conduira à prévoir comme source une alimentation stabilisée à 18 volts pour éviter toute dérive en fréquence ou même décrochage des oscillations.

Le principe du pilote qui a été adopté est souvent employé lorsqu'on veut des fréquences élevées que l'on ne peut obtenir directement à partir d'un quartz. Cela réduit aussi, pour les émetteurs puissants, les interactions entre le champ HF important, dû à l'antenne d'émission, et l'oscillateur. La fréquence est ensuite multipliée en utilisant des étages doubleurs ou tripleur.

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

B I B L I O G R A P H I E

8-8-8-8-8-8-8

- M.J. SLOSIAR: Polycop "Théorie des circuits."  
tome III
- J. QUINET : Théorie et pratique des circuits de  
A. PETITCLERC l'électronique. tome II
- W. GARTNER : Transistors: principles, design and  
application.
- R.F. SHEA : Technique des circuits à transistors.

§ § § § § § §