

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **ELECTRONIQUE**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**ETUDE ET RÉALISATION DES
MAQUETTES DE T.P FEN 175**

Proposé par :
RAMESH PUVVADA

Etudié par :
BAKIR AHMED
LAIFAOUI MOURAD

Dirigé par :
RAMESH PUVVADA

PROMOTION :

JUIN 1986

Remerciements

Nos vifs remerciements s'adressent à
M^R RAMESH PUVVADA pour nous avoir suivi
et guidé tout au long de ce travail.

Nous remercions également M^R MEHENNI
et M^{me} BEDEK pour leurs sincères Conseils

Nous remercions vont aussi aux
enseignants du département électrotechniques pour
l'aide qu'il nous ont prodiguée.

Que M^{RS} DARADJI et BENIDIR
Mustapha trouvent ici exprimée notre profonde
reconnaissance pour nous avoir aidé matériellement

Nous remercions tous ceux qui, de
loin ou de près, ont contribué à la réalisation
de cet humble travail.

Dedicaces

A la memoire de mon pere

A la memoire de ma mere

A toute ma famille

A tous mes amis

Je dedie ce modeste travail

Alim

A toute ma famille

A tous (tes) mes amis (ies)

Mourad

— SOMMAIRE —

- INTRODUCTION
- Chap I : OSCILLATEUR A QUARTZ
- Chap II : VCO A AMPLIS - OP
- Chap III : VCO INTEGRE
- Chap IV : MODULATEUR - DEMODULATEUR AM
- CONCLUSION

INTRODUCTION

Ce travail consiste à équiper le Laboratoire d'électronique générale II en maquettes à usages pédagogiques.

Pour cela des études et des réalisations se feront dans ce sens, à savoir la réalisation d'un oscillateur à quartz, de deux V.C.O (avec amplis-op et à circuit intégré) et un modulateur, demodulateur AM

OSCILLATEUR A QUARTZ

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

I - INTRODUCTION

En general les applications des oscillateurs reclament une grande stabilité. Pour qu'un oscillateur soit stable il faut que les elements utilisés dependent le moins possible de la temperature.

La stabilité sera d'autant plus grande que le coefficient de qualité du circuit resonnant sera plus elevée.

Pour obtenir ce resultat il est particulierement interessant de remplacer le circuit electrique L.C par un cristal de quartz.

II - GENERALITES SUR LE QUARTZ

Une lame de quartz a la propriete de produire une d.d.p entre ses faces paralleles quand le cristal est sollicité meconiquement. Inversement si on applique une d.d.p entre ses faces, le cristal se deforme. Cette propriete que l'on appelle effet piezoelectrique permet à un cristal de se comporter comme un circuit resonnant RLC de coefficient de surtension elevé.

III - EQUIVALENT ELECTRIQUE (FIG 1)

Comme toute vibration mecanique, celle d'un quartz depend en premier lieu de deux parametres: inertie (Masse du quartz) et elasticité.

Un troisieme parametre entre egaleement en jeu: L'amortissement dû aux frictions dans la structure même du cristal et entre ce dernier et les electrodes.

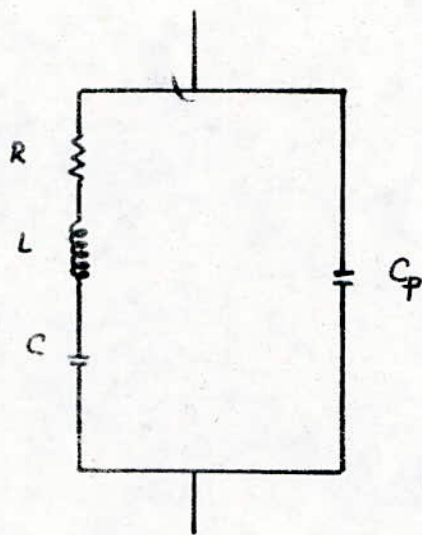


FIG 1

Le circuit R, L, C serie est dû à l'effet piezoelectrique, La capacite C_p branché en parrallele est due aux parasites

IV IMPEDANCE EQUIVALENTE

Soit Z Cette impédance

On néglige la résistance R qui est toujours très petite

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} + jC\omega$$

$$= j \frac{C + C_p - LC^2\omega^2}{1 - LC\omega^2} \omega$$

On pose $Z = jX$

- si X est positif, alors le cristal se comporte comme une inductance

- si X est négatif, alors le cristal se comporte comme une capacité.

$$X = - \frac{1 - LC\omega^2}{[C + C_p - LC^2\omega^2] \omega}$$

Les variations de la réactance et de l'impédance du quartz en fonction de la fréquence sont données à la figure 2 (a et b)

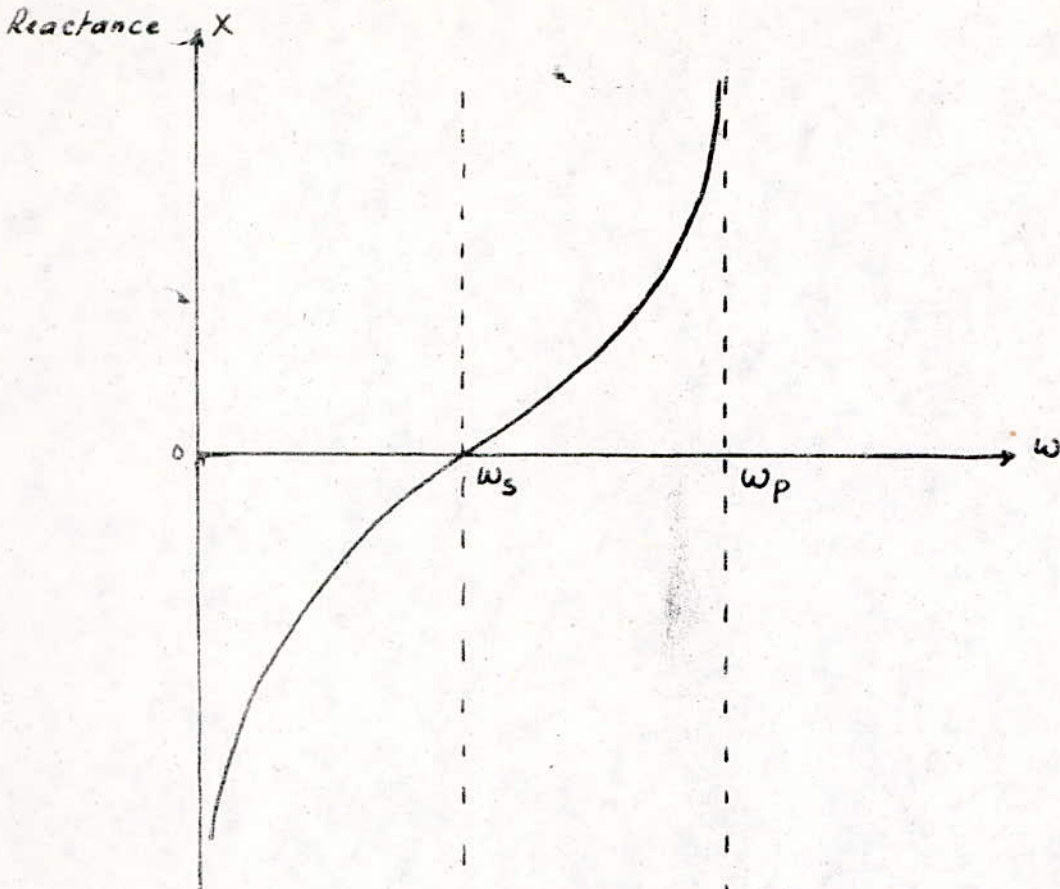


FIG 2a

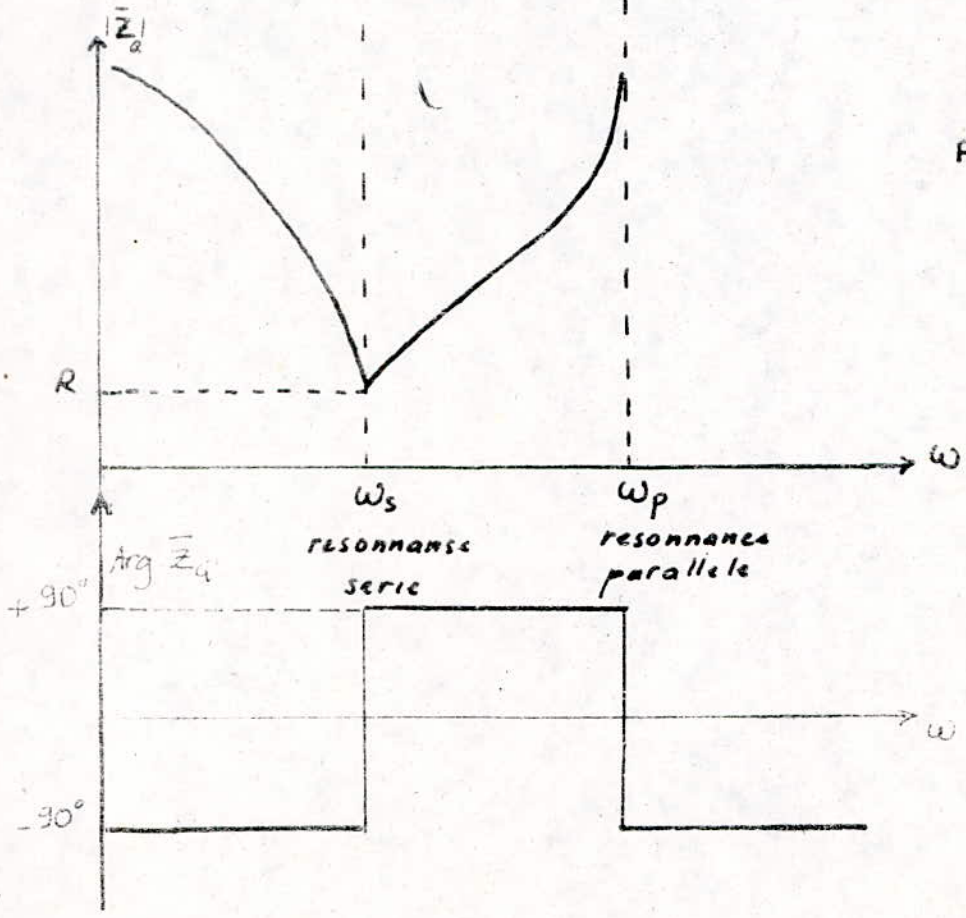


FIG 2b

La courbe de la figure 2a présente deux singularités :

- reactance nulle $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

- reactance infinie $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L\gamma}}$

où $\gamma = \frac{C \cdot C_p}{C + C_p}$

Ce qui entraîne :

$$\frac{\omega_p}{\omega_s} = \frac{f_p}{f_s} = \left[1 + \frac{C}{C_p} \right]^{1/2}$$

Comme $C_p \gg C$

Alors $\frac{f_p}{f_s} = 1 + \frac{C}{2C_p}$

Donc $f_p = \left[1 + \frac{C}{2C_p} \right] f_s$

Ainsi on peut dire que f_p est peu différente de f_s . Ce qui signifie que les fréquences d'accord des deux modes de vibrations série et parallèle (que nous définirons ultérieurement) sont très voisines.

La différence entre ces deux modes réside dans le fait que dans la résonance série le cristal se présente comme une très faible résistance R et dans la résonance parallèle il présente la très haute impédance d'un circuit bouchon.

Ainsi dans une bande tres etroite de frequena
 $\Delta f = f_p - f_s$ le quartz est inductif, sa reactance variant
 tres rapidement de zero à une valeur tres eleveé

C'est dans ces Conditions que les quartz
 sont utilisés pour stabiliser la frequene d'auto-
 oscillateur

V - MODES DE RESONNANCE

- a) Mode serie (fig3)

seuls entrent en jeu les elements serie du
 Circuit equivalent, l'impedance à la resonance n'etant
 limitée que par la resistance R, l'impedance relativement
 eleveé de la Capacité Cp se trouve alors pratiquement
 court-circuitée par cette faible impedance.

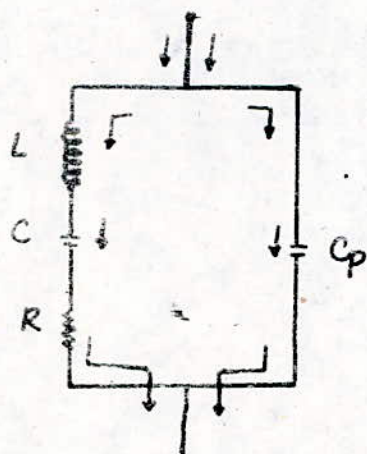


FIG3

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

b/ Mode parallele (FIG 4)

On a alors affaire à un circuit bouchon (Circuit antiresonant) equivalent à L et C' en parallele, avec en serie la resistance d'amortissement R.

C' étant égale à la mise en serie de C et Cp

$$C' = \frac{C \cdot C_p}{C + C_p}$$

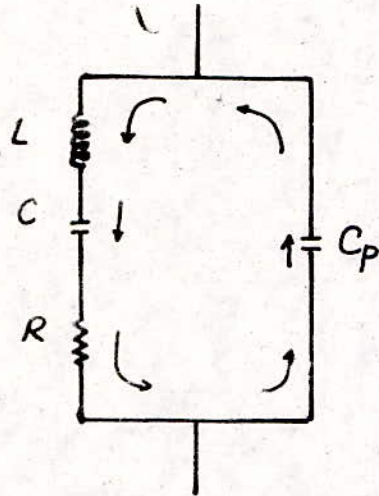


FIG 4

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L C C_p}{C + C_p}}}$$

VI LES OSCILLATEURS A QUARTZ

Comme tout oscillateur, celui à quartz doit répondre au critère de Barkhausen :

$$|\beta| \cdot |G| \geq 1 \quad (\text{FIG 5})$$

où :

- β étant le facteur de réaction de la boucle
- G , gain de l'amplificateur mis en œuvre

La condition d'entretien de l'oscillation nécessite une rotation totale de phase, de la boucle Ampli - rétroaction égale à 2π

L'amplificateur introduit un déphasage de π , celui-ci doit donc être compensé par la boucle de rétroaction qui introduit un déphasage de π

Ainsi on a bien dans l'ensemble de la boucle un déphasage total de 2π

Circuit de réaction

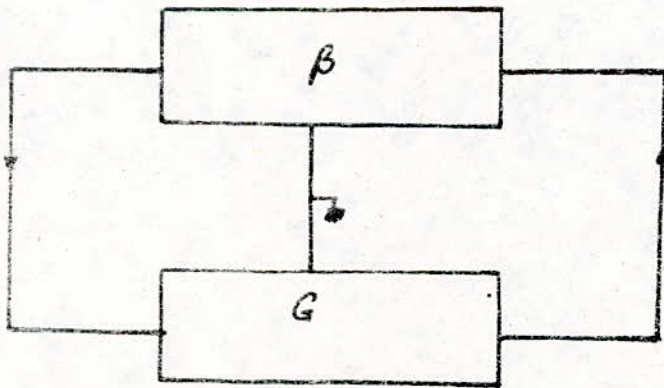


FIG 5 : synoptique de principe de l'oscillateur à quartz

Dans tout montage oscillateur à quartz, celui-ci est utilisé soit en mode série, soit en mode parallèle.

Dans le premier cas, c'est la faible impédance à la résonance qui se trouve montée en série avec la boucle de réaction.

Dans le second cas, c'est la tension aux bornes du circuit bouchon (circuit antirésonnant) qui est maximale.

VII - STABILITE

La stabilité en fréquence d'un oscillateur à quartz est conditionnée par la stabilité propre au cristal d'une part, et d'autre part par les caractéristiques du montage.

VIII - OSCILLATEURS À QUADRIPOLES DE RÉACTION

structure générale et condition d'oscillation

L'oscillateur étudié est une structure de système bouclé pour lequel le signal d'entrée \bar{x} est nul (fig 6)

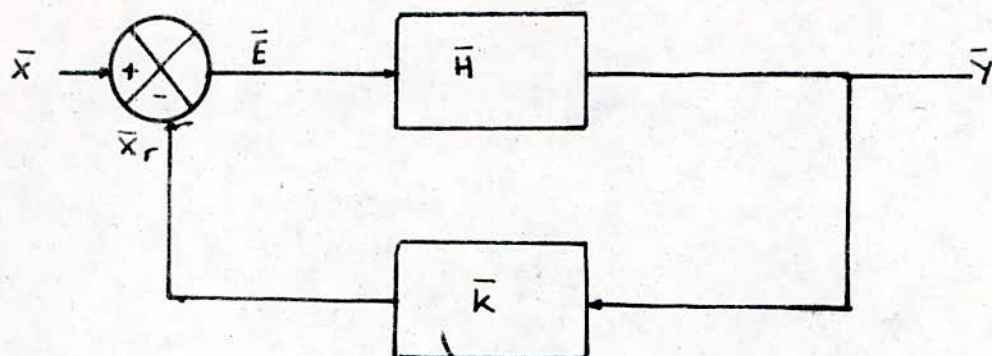


FIG 6

En regime sinusoidal

$$\bar{E}(j\omega) = -\bar{X}_r(j\omega)$$

or :

$$\bar{X}_r(j\omega) = \bar{K}(j\omega) \bar{H}(j\omega) \bar{E}(j\omega)$$

Le systeme fonctionnera en oscillateur harmonique si

$$\bar{T}(j\omega) = \bar{K}(j\omega) \bar{H}(j\omega) = -1$$

et $\text{Arg}[\bar{T}(j\omega)] = -180^\circ$

où $H(j\omega)$ represente la fonction de transfert de la Chaine directe.

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{\bar{Y}(j\omega)}{\bar{E}(j\omega)}$$

Configuration generale (Fig 7)

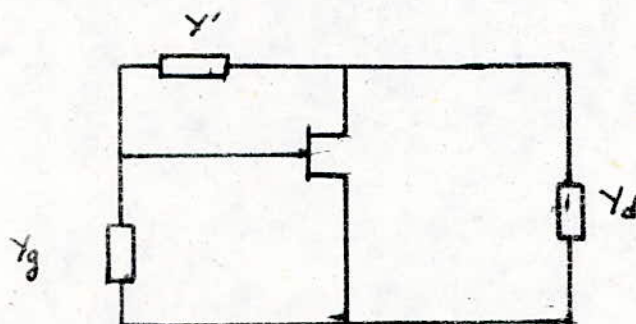


FIG 7

schema equivalent (FIG 8)

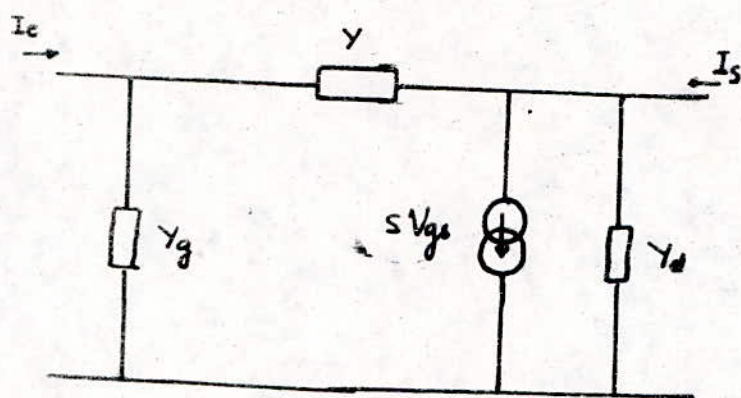


FIG 8

Les paramètres admittances d'un quadripôle sont définis par le système suivant:

$$\bar{I}_e = \bar{Y}_{11} \bar{V}_e + \bar{Y}_{12} \bar{V}_s$$

$$\bar{I}_s = \bar{Y}_{21} \bar{V}_e + \bar{Y}_{22} \bar{V}_s$$

La Loi des nœuds appliquée à l'entrée et à la sortie conduit au système suivant

$$\bar{I}_e = (\bar{Y}_g + \bar{Y}) \bar{V}_e - \bar{Y} \bar{V}_s$$

$$\bar{I}_s = (s - \bar{Y}) \bar{V}_e + (\bar{Y} + \bar{Y}_d) \bar{V}_s$$

C'est à dire :

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_e \\ \bar{I}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_g + \bar{Y} & -\bar{Y} \\ s - \bar{Y} & \bar{Y} + \bar{Y}_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_e \\ \bar{V}_s \end{bmatrix}$$

L'équation caractéristique de l'oscillateur est donnée par $\Delta Y = 0$

$$\begin{aligned} \Delta Y &= (\bar{Y}_g + \bar{Y})(\bar{Y} + \bar{Y}_d) + \bar{Y}(s - \bar{Y}) = 0 \\ &= \bar{Y}_g \bar{Y}_d + \bar{Y} [\bar{Y}_g + \bar{Y}_d + s] = 0 \end{aligned}$$

IX - ETUDE DE L'OSCILLATEUR

schema de montage (FIG 9)

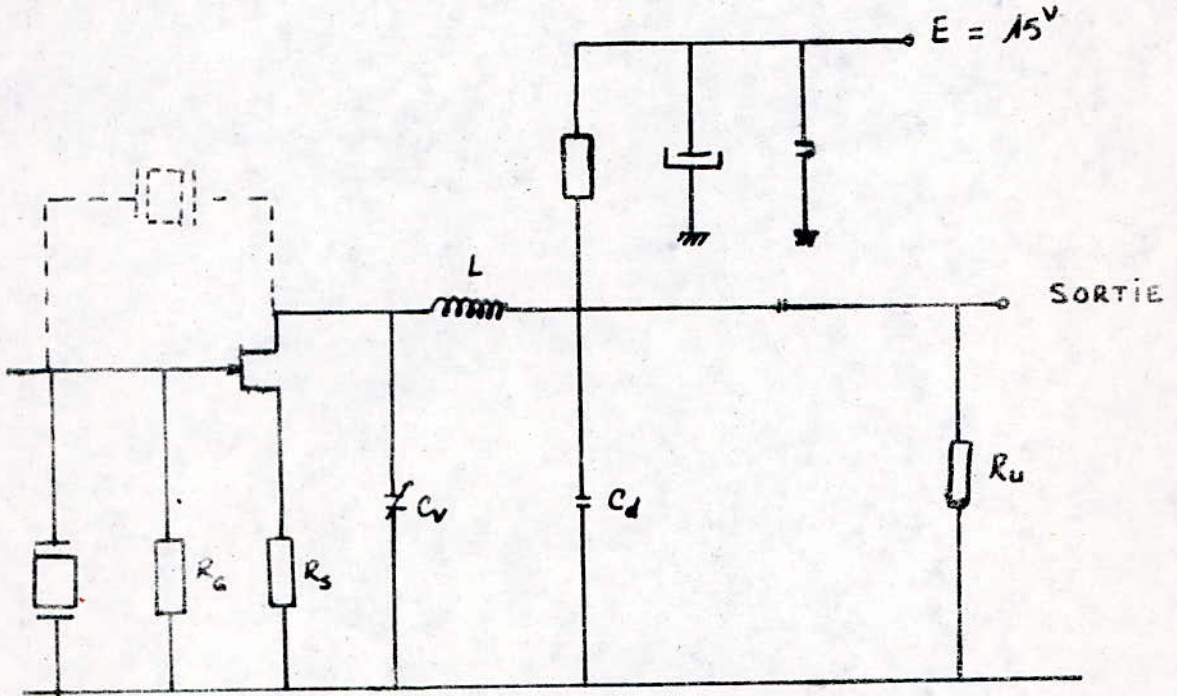


FIG 9

a) Quartz entre grille et source

schema equivalent en HF

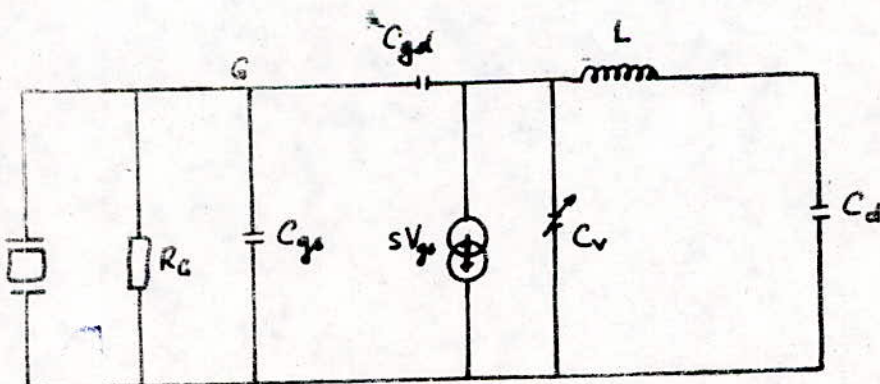


FIG 10

Par analogie avec la fig 8 on a :

$$Y_g = G_g + j C_{gs} \omega$$

R_g étant élevée $\Rightarrow G_g \approx 0$

D'où $Y_g = j C_{gs} \omega$

$$Y_d = \frac{1}{jL\omega + \frac{1}{jC_d\omega}} + jC_o\omega$$

$$Y = j C_{gd} \omega$$

C_o étant la valeur de C_v quand le circuit est accordé

En remplaçant dans l'équation caractéristique

et en faisant :

$$\begin{cases} Re = 0 \\ Im = 0 \end{cases}$$

on trouve que la pente s (Reel) du F.E.T telle que :

$$s \approx C_o \left(1 + \frac{C_{gd}}{C_o + C_{gd}} \right)^2 \left(L C_d \omega_i^2 - 1 \right) \frac{C_{gd}}{L}$$

Le circuit résonnant est accordé sur la fréquence f_p

$$f_p = 6,0124 \text{ MHz}$$

quartz entre grille et drain

schema equivalent en HF (FIG 11)

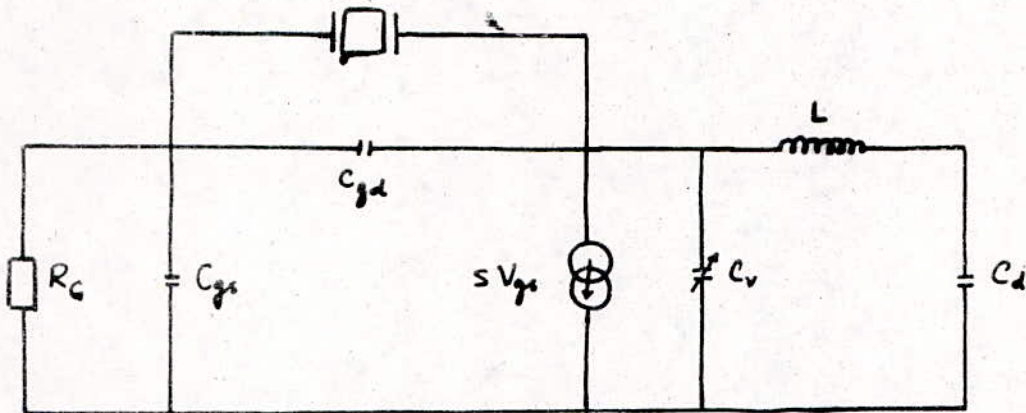


FIG 11

$$Y_g = j C_{gs} \omega$$

$$Y = G + j C_{gd} \omega$$

$$Y_d = j C_o \omega + \frac{1}{jL\omega + \frac{1}{jC_d\omega}}$$

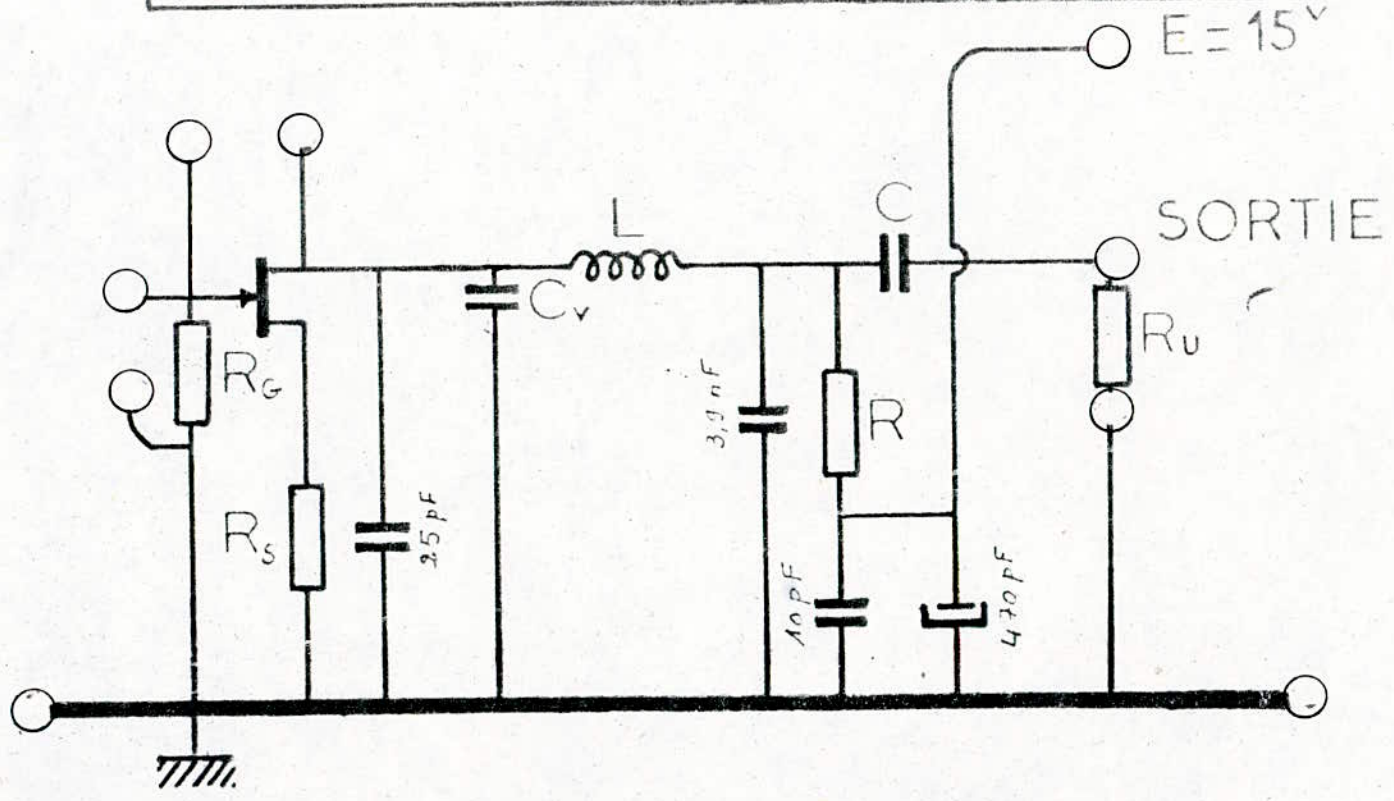
On en deduit la condition d'oscillation

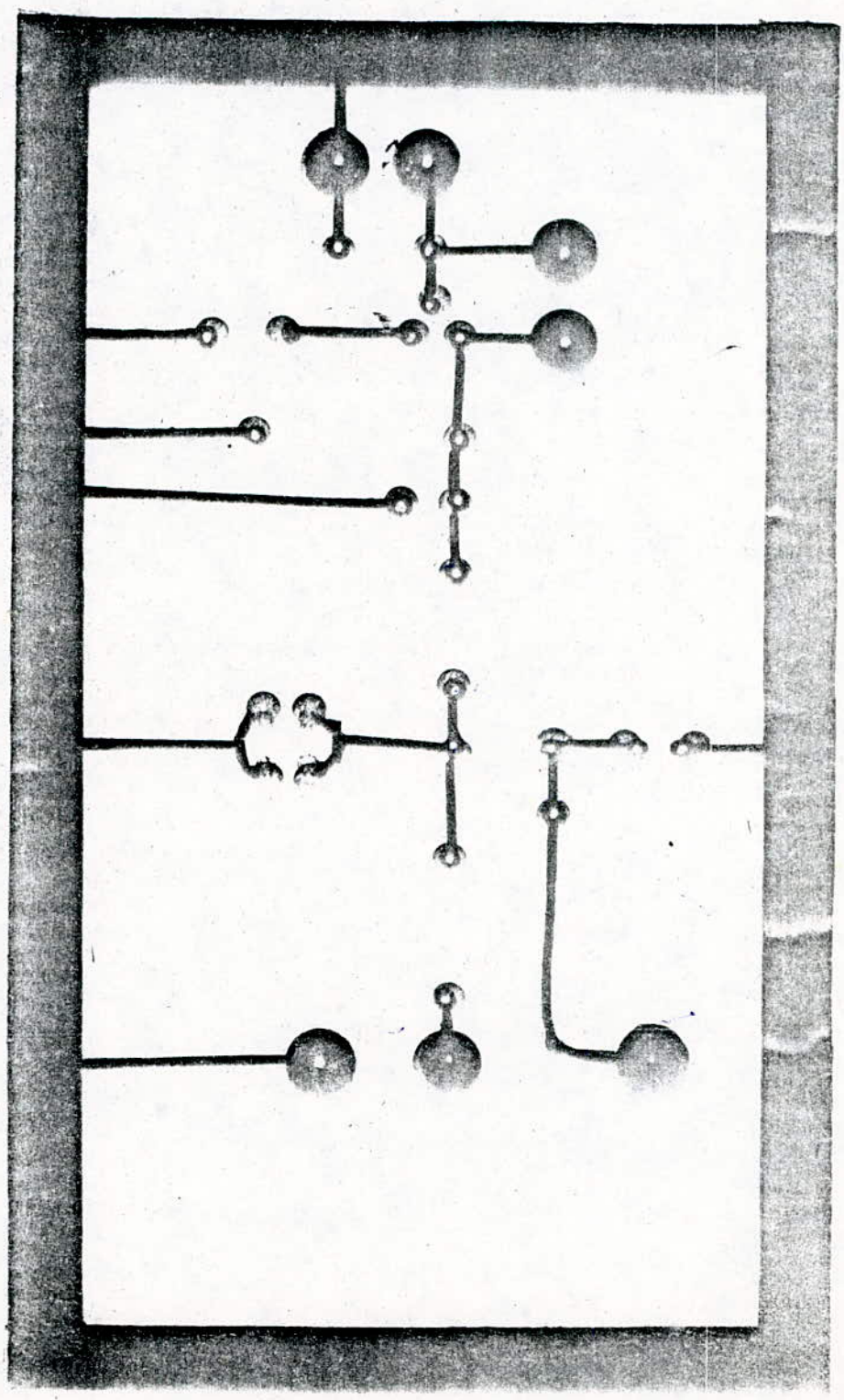
$$S \gg C_o \left[1 + \frac{C_{gs}}{C_o + C_{gd}} \right]^2 \left[1 - LC_d \omega^2 \right] \frac{C_{gs}}{L}$$

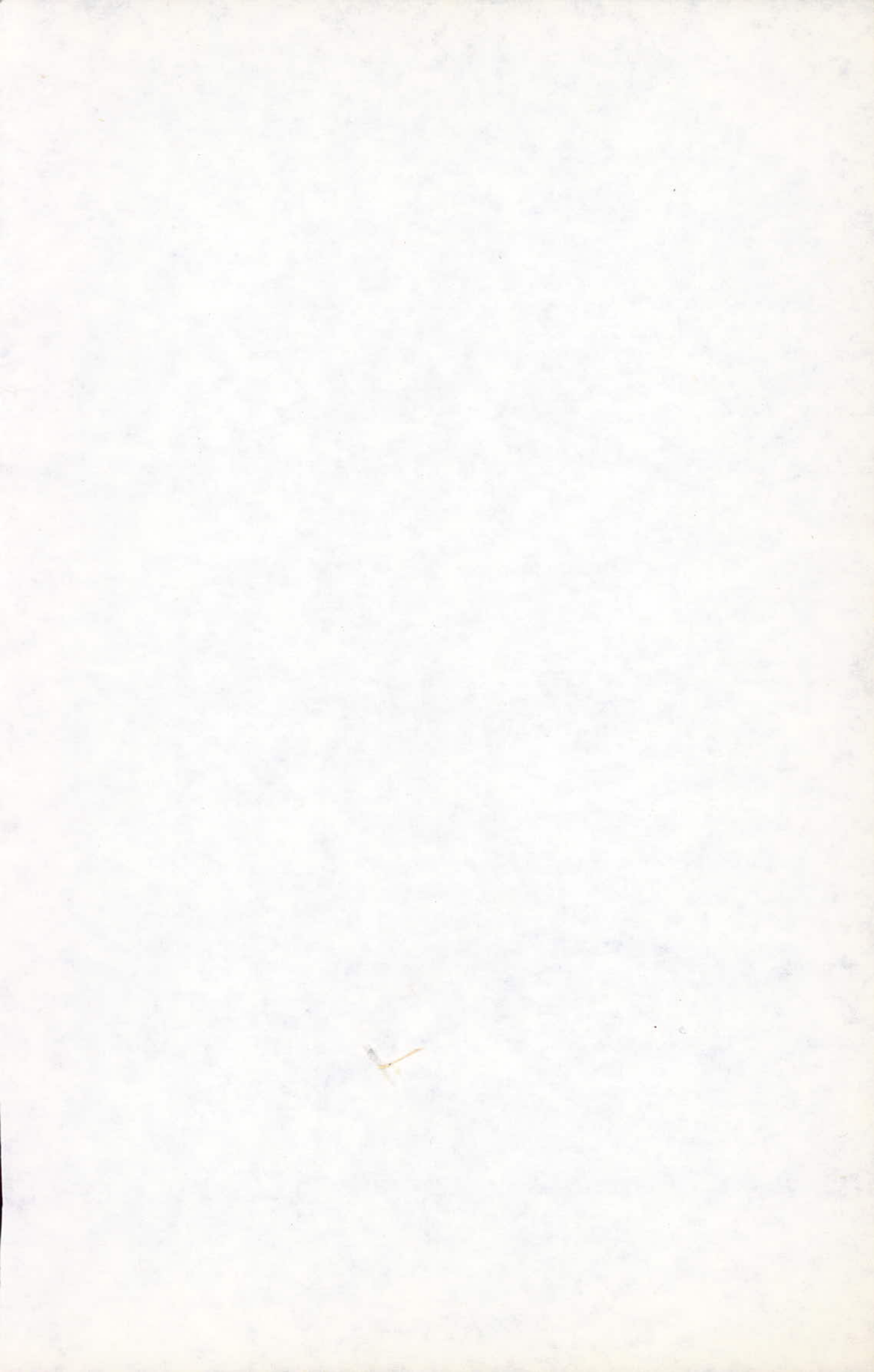
Le circuit resonant est accordé sur une fréquence inférieure à f_{os} , donc sur une fréquence f_s

$$f_s = 5,8875 \text{ MHz}$$

() SCILLATEUR à () QUARTZ







VCO A AMPLIS - OP

I/ Definition:

Le V.C.O [Voltage Controlled Oscillator] est un oscillateur commandé qui délivre un signal dont la fréquence est proportionnelle à la tension appliquée.

II Principe:

La fig 1 représente un oscillateur de type sinusoidal. Sa fréquence est définie par les éléments L et C du circuit accordé

La Capacité de la diode Varicap et par conséquent la fréquence d'oscillation varie en fonction de la tension de polarisation V_c

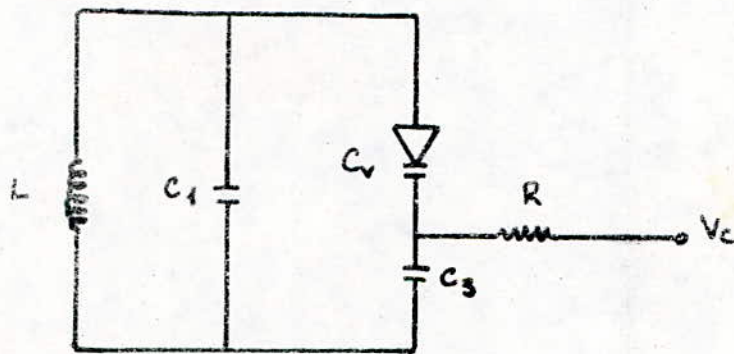


FIG 1

L: bobine du circuit d'accord

R: Résistance de polarisation inverse de la diode

C₁: Capacité d'accord

C_v: Capacité de la diode

C₃: Capacité de blocage

C₁ Capacité équivalente à C_v en serie avec C₃, le tout en

parallèle avec C_1

variation de la capacité C_v en fonction de la tension V_c de polarisation (FIG 2)

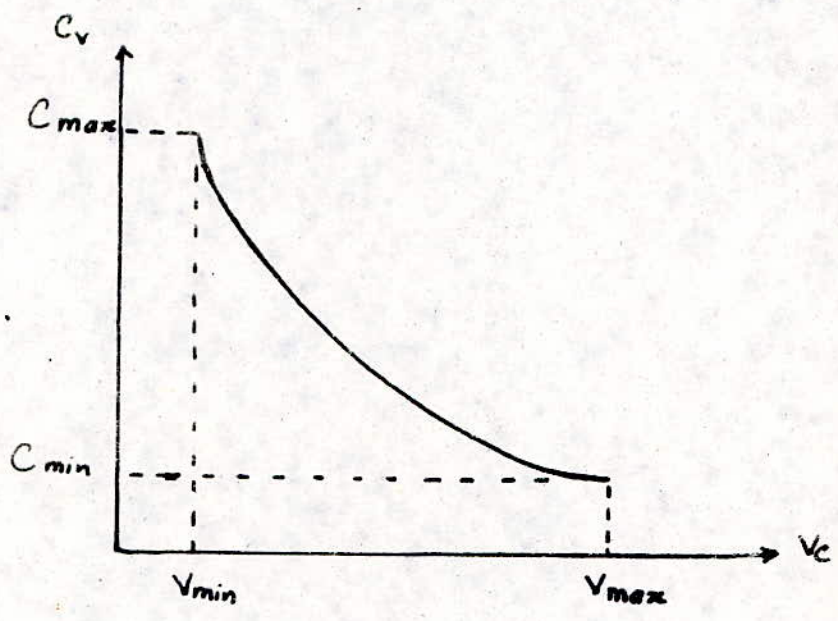


FIG 2

V_c : tension de polarisation

$$V_c \approx V_{c0} + \Delta V_c$$

où V_{c0} est la tension de polarisation au repos, de la diode

ΔV_c : variation de la tension de commande

$$C = \frac{K}{V_c^2}$$

$$C_0 = \frac{K}{V_{c0}^2}$$

$$\text{D'où } \frac{C}{C_0} = \frac{V_{c0}^2}{V_c^2}$$

$$\Rightarrow C = C_0 \frac{V_{c0}^2}{V_c^2}$$

$$C = C_0 \frac{V_{c0}^2}{[V_{c0} + \Delta V_c]^2}$$

$$C = C_0 \left[1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c0}} \right]^{-2}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

En remplaçant C , on aura :

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0 \left(1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c0}} \right)^{-2}}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_0}} \left[1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c0}} \right]$$

$$f = f_0 \left[1 + \frac{\Delta V_c}{V_{c0}} \right]$$

où f_0 est la fréquence d'oscillation en présence seule de la tension de polarisation V_{c0} .

Ainsi on voit bien que la fréquence d'oscillation dépend directement de la tension de commande.

Il existe différents montages pouvant tous se ramener au principe ci dessus. Ils fonctionnent pour une gamme de fréquence limitée et une zone de linéarité plus réduite.

III - Realisation du V.C.O à l'aide de deux amplis-op (FIG 3)

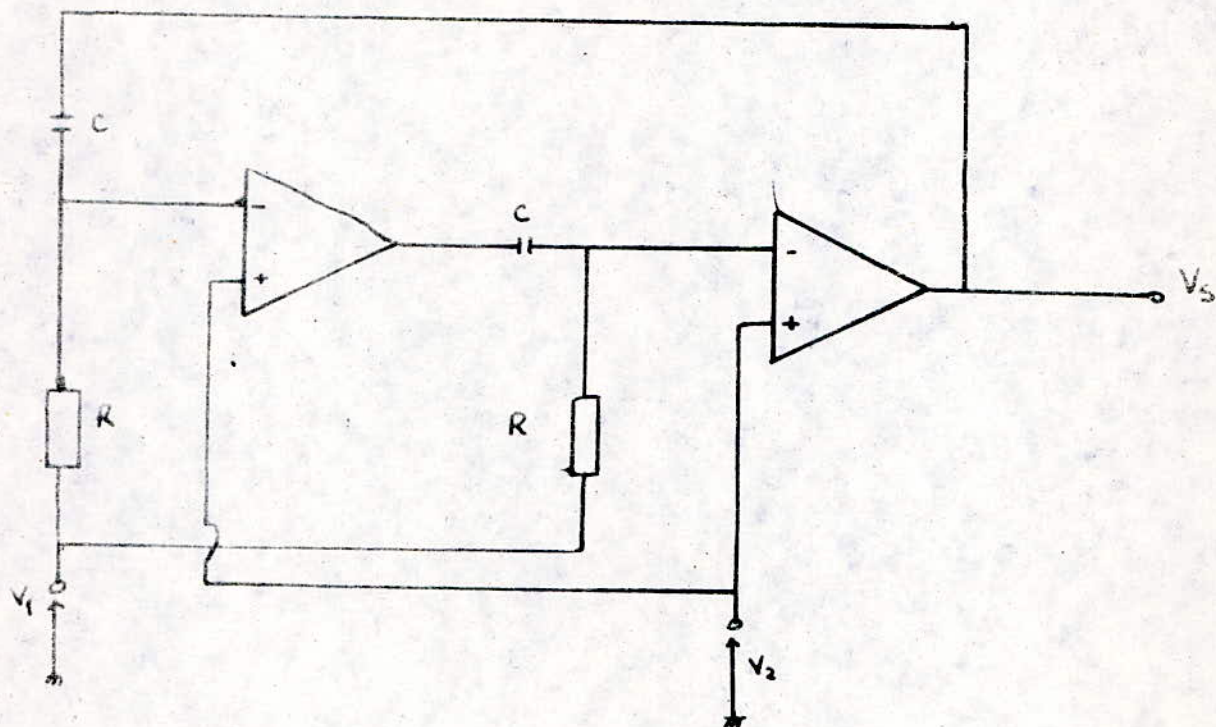
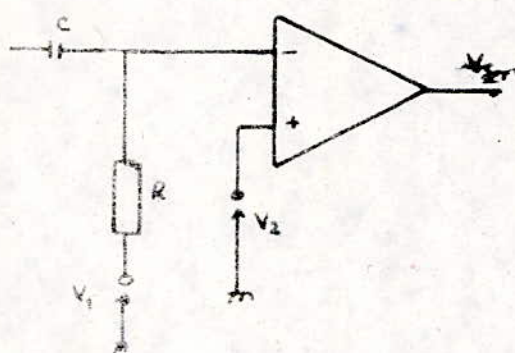


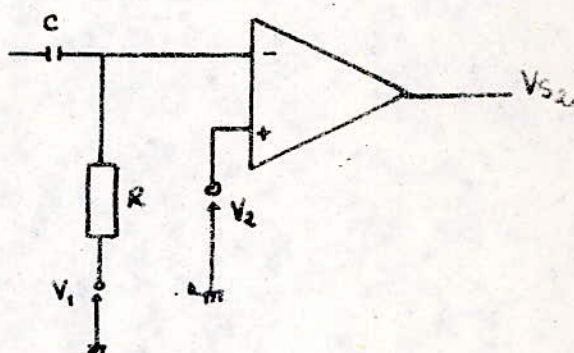
FIG 3

IV Fonctionnement et Chronogrammes des tensions

Tout d'abord on doit se rendre compte qu'on a deux cellules identiques



Cellule 1



Cellule 2

Pour plus de commodité à la Comprehension du fonctionnement on affectera par l'indice 1 les elements de la cellule 1 et par l'indice 2 les elements de la cellule 2

On considere l'etat initial l'instant t_0
(se referer aux graphes)

à t_0 on a :

$$V_{s_2} = V_{sat}^+$$

$$V_{c_1} = 2V_{sat}^+ - V_1$$

$$V_{s_1} = V_{sat}^-$$

$$V_{c_2} = -[2V_{sat}^+ - V_1]$$

On n'oubliera pas de signaler que V_2 est mise à la masse.

C_1 , étant chargé à $2V_{sat}^+ - V_1$ entame sa décharge à travers R et C ($\tau = RC$) jusqu'à V_1 . En même temps C_2 évolue de $-(2V_{sat}^+ - V_1)$ jusqu'à atteindre $V_2 = 0$ avec la même constante de temps. Une fois cette tension de référence (V_2) atteinte, le deuxième ampli-op bascule. Sa sortie passe de V_{sat}^+ à V_{sat}^- ce qui engendre une variation de $-2V_{sat}^+$ aux bornes de C_1 . Celle-ci ayant atteint déjà V_1 , passe à $-(2V_{sat}^+ - V_1)$, donc l'entrée inverseuse (-) transite automatiquement par l'entrée V^+ et le premier ampli-op bascule. Ce basculement entraîne une variation de $2V_{sat}^+$ aux bornes de C_2 qui voit sa tension passer instantanément de zéro à $2V_{sat}^+ - V_1$. Puis évolue en décroissant jusqu'à V_1 et en même temps C_1 entame une charge de $-(2V_{sat}^+ - V_1)$ jusqu'à $V_2 = 0$ (V_2 : tension de référence)

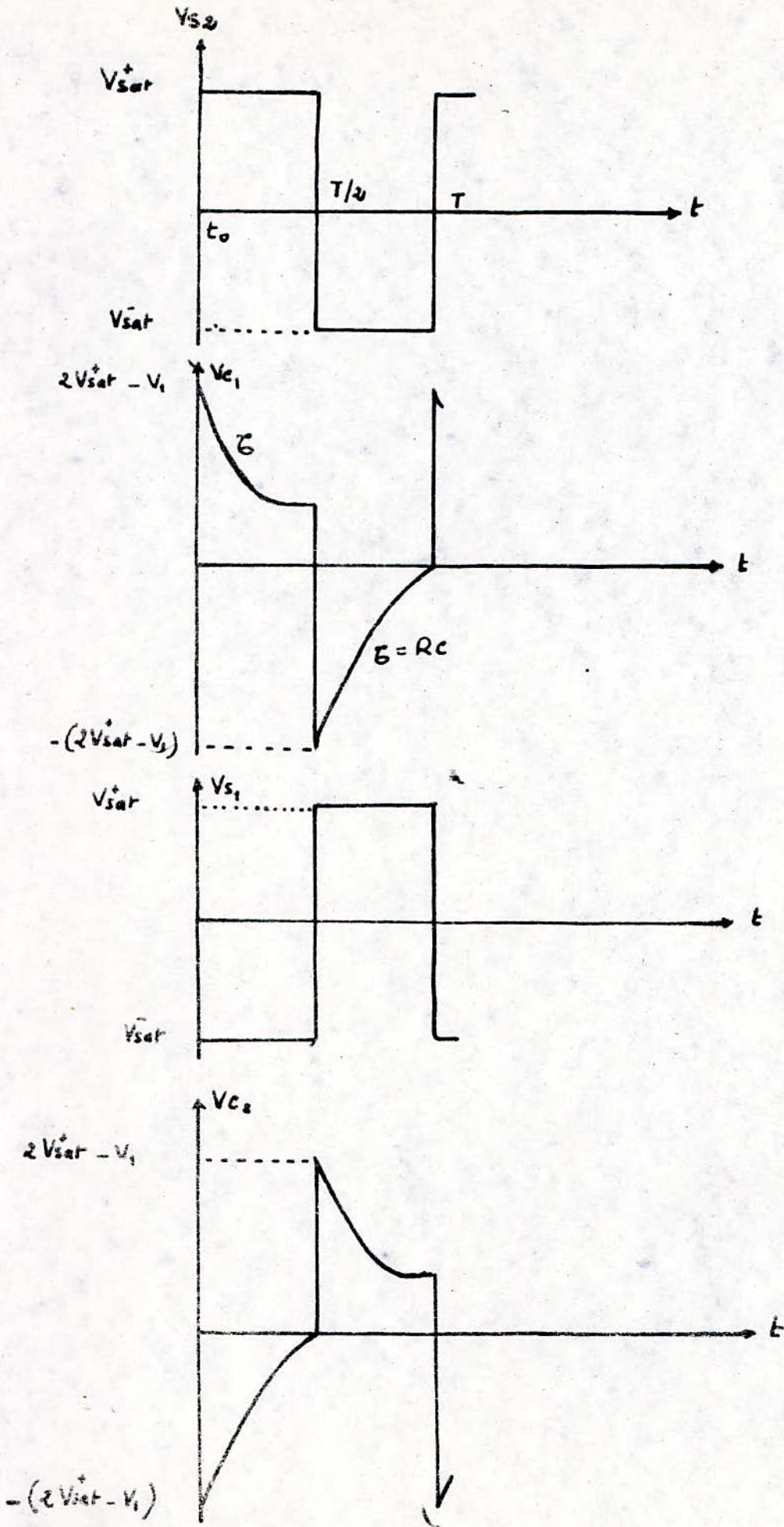
Alors le premier comparateur change d'état, sa sortie passe de V_{sat} à \bar{V}_{sat} en engendrant une impulsion de $-2V_{sat}$ sur C_2 . Et celle-ci dont la tension à ses bornes était de V_1 passe d'une façon instantanée à $-(2V_{sat} - V_1)$. Ce qui basculera la sortie du second comparateur.

Ainsi on aura bouclé le cycle (la période) qui ne cesse de recommencer.

N. B :

Le montage délivre un signal carré, de rapport cyclique égal à 1 quelles que soient la résistance R et la capacité C .

Graphes des tensions : (voir page suivante)



V Calcul de La fréquence.

$$V_c(t) = - [2 V_{sat} - V_i] e^{-t/\tau} + V_i \quad (1)$$

$$\text{à } t = T/2 \quad V_c(T/2) = 0 \quad (2)$$

$$(1) \text{ et } (2) \Rightarrow - [2 V_{sat} - V_i] e^{-T/2\tau} + V_i = 0$$

$$\Rightarrow T = 2\tau \ln \left[2 \frac{V_{sat}}{V_i} - 1 \right]$$

D'où l'on tire f :

$$f = \frac{1}{2\tau \ln \left[2 \frac{V_{sat}}{V_i} - 1 \right]} \quad (3)$$

Ainsi la fréquence dépend directement de la tension V_i

VI Choix des éléments R et C.

$$\text{On fixe } f_{min} = 100 \text{ Hz}$$

$$V_{i, min} = 1 \text{ V}$$

$$V_{sat} = 12 \text{ V}$$

$$\text{et } C = 0,1 \mu\text{F}$$

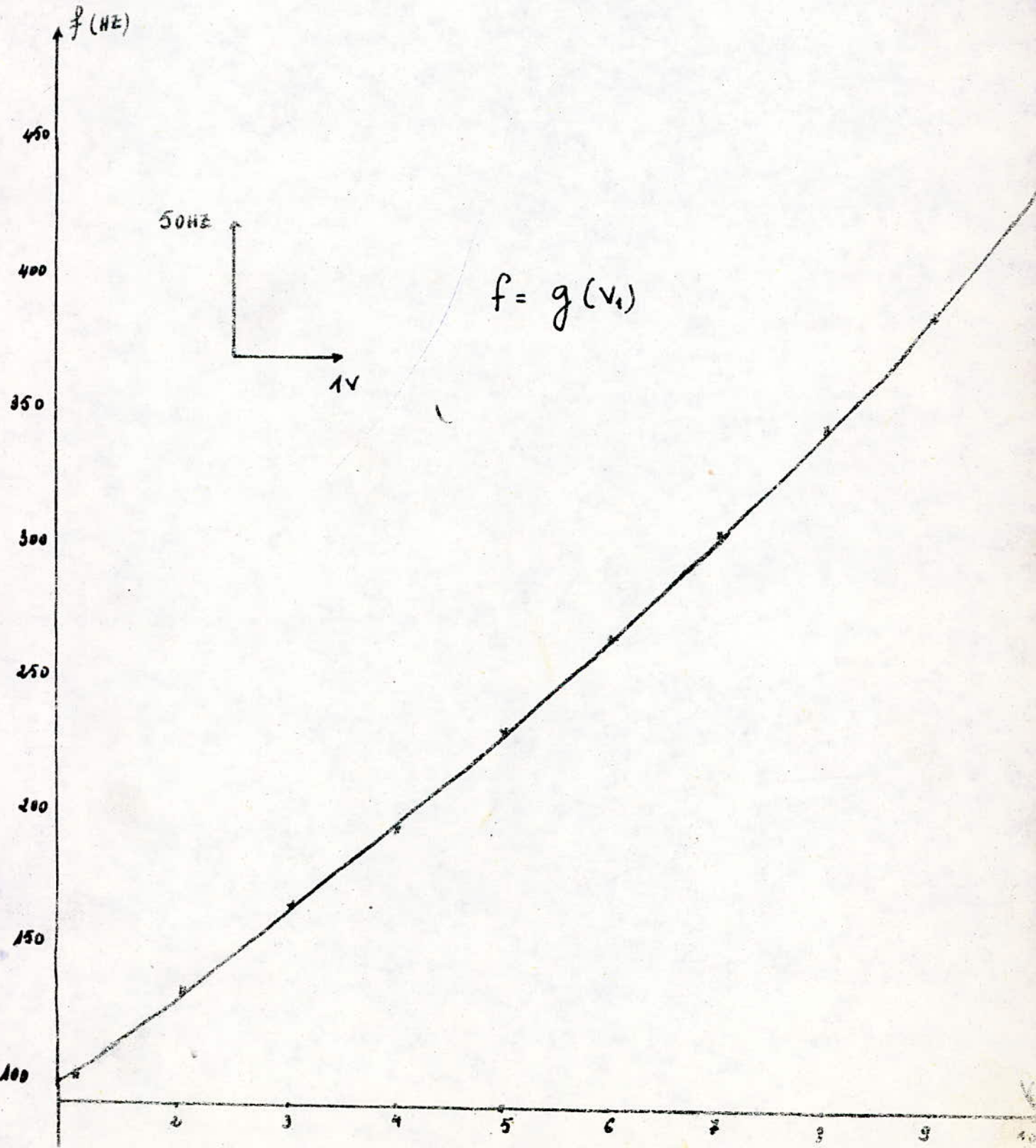
D'après l'équation (3) on tire R

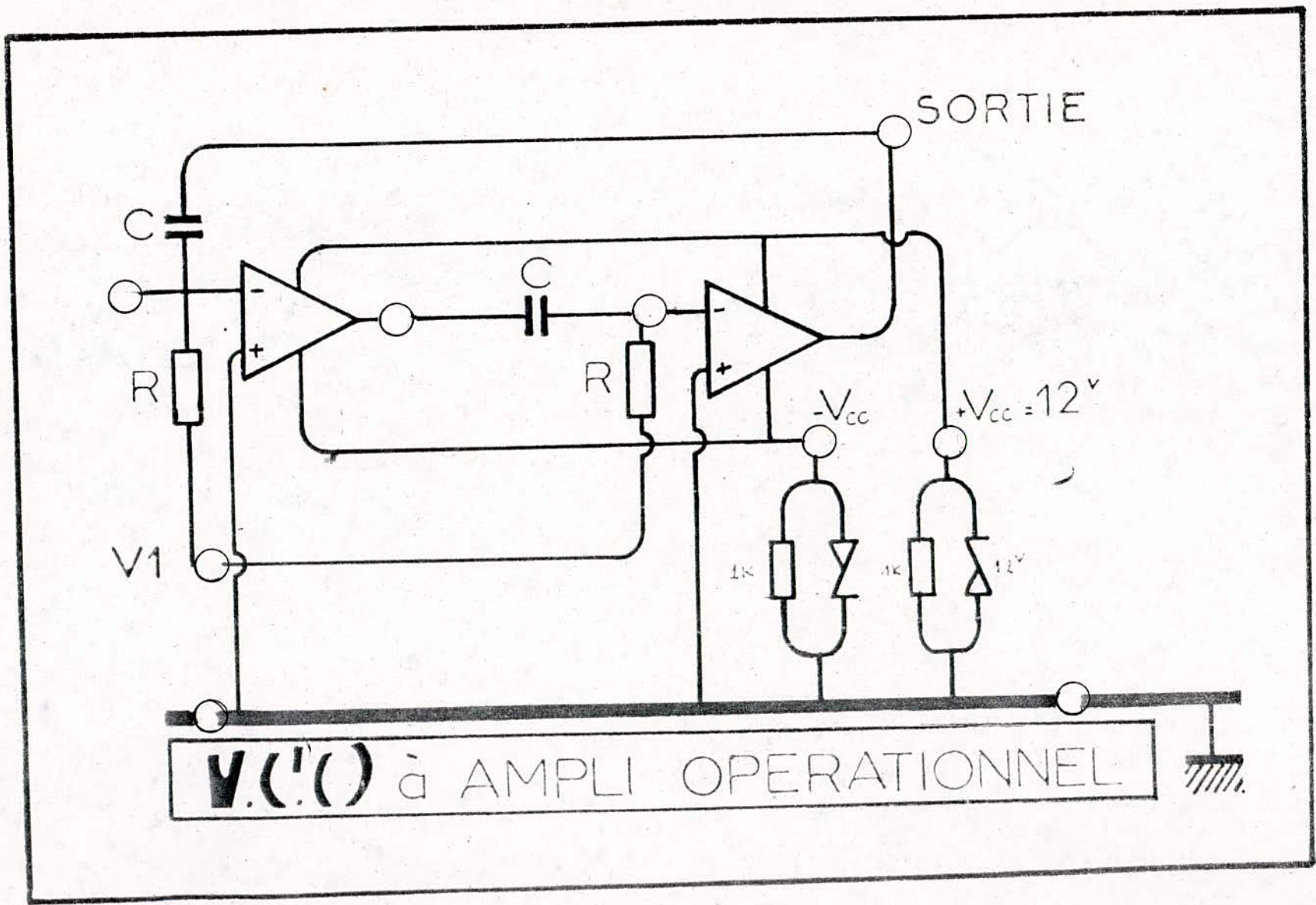
$$R = 15,9 \text{ k}\Omega$$

Pratiquement on prend la valeur normalisée $R = 15 \text{ k}\Omega$

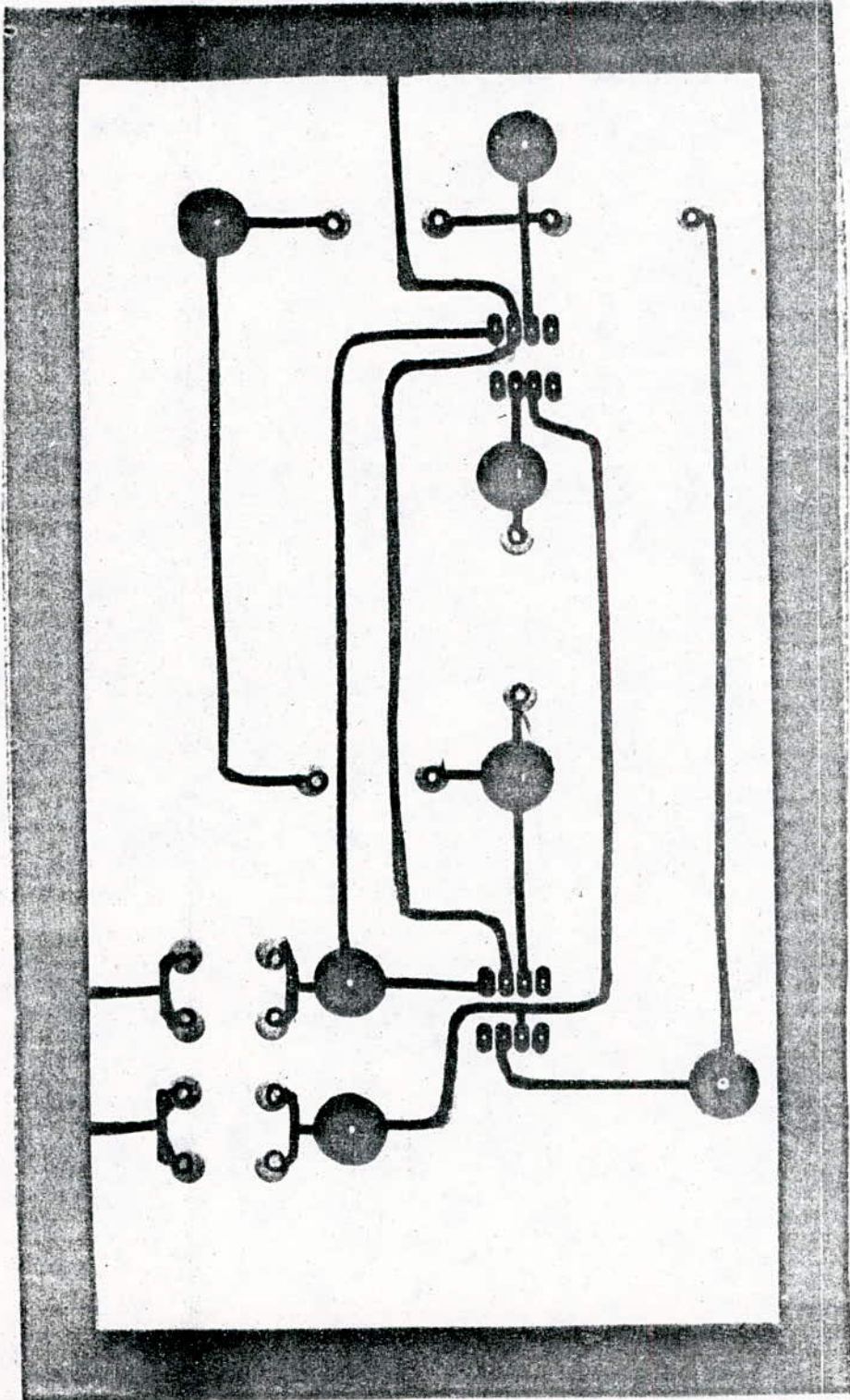
Tableau de mesure

V_1 (V)	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f (Hz)	102	133	163	191	230	263	305	341	390	440

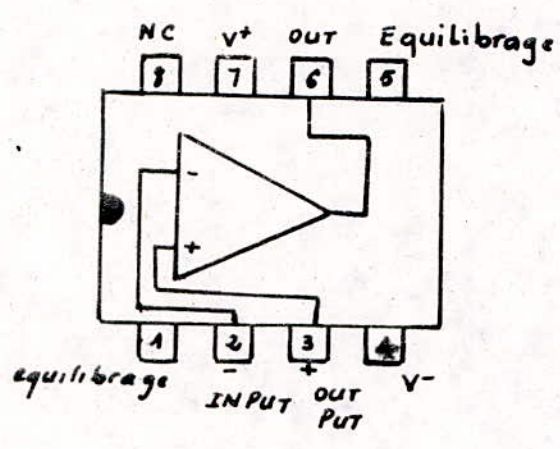




98

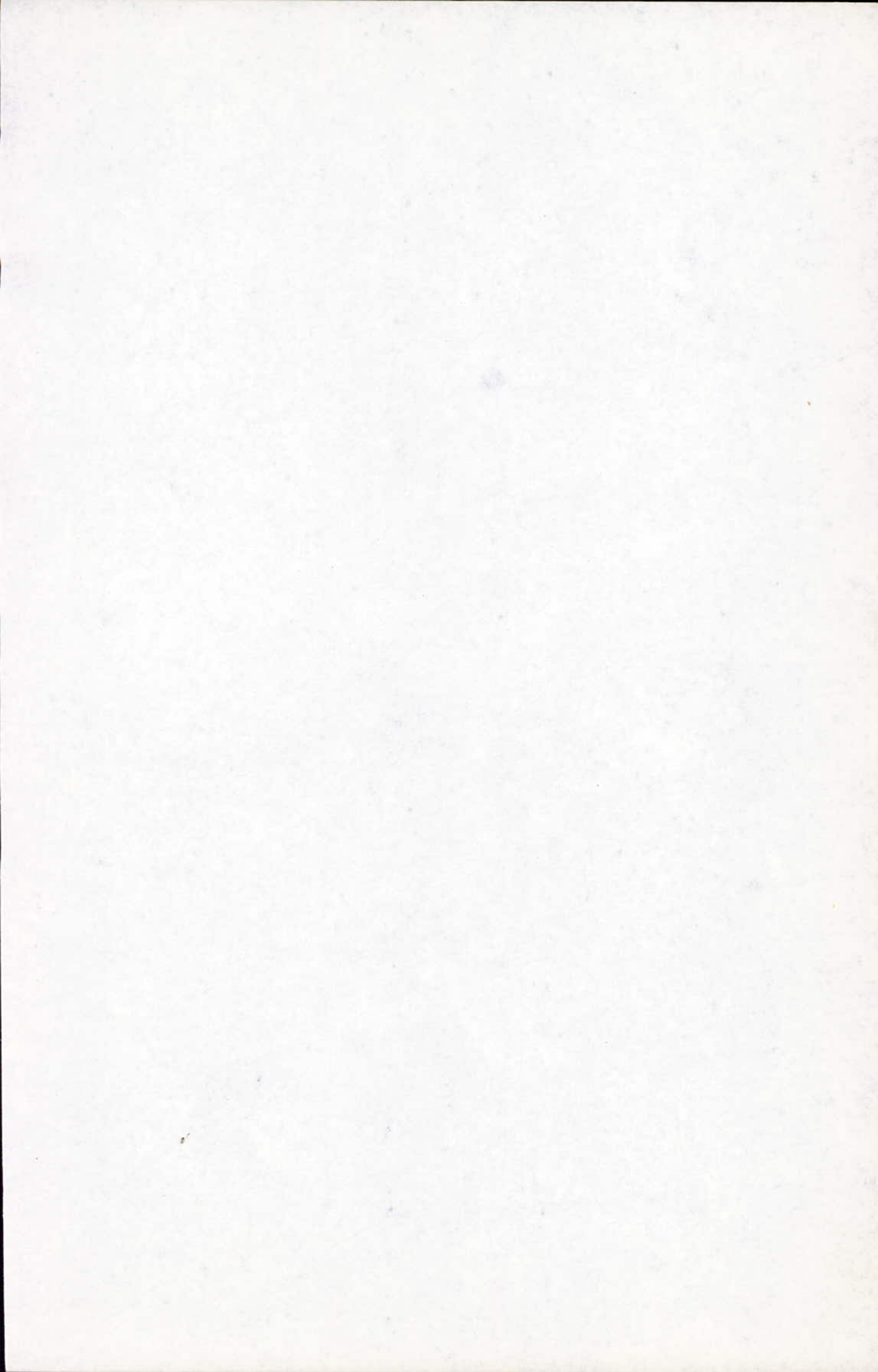


Brochage du $\mu A 741$



Caracteristiques du $\mu A 741$

Gain en tension en boucle ouverte	$A_o = 100 \text{ dB}$
Impedance d'entrée	$Z_{in} = 1 \text{ M}\Omega$
Impedance de sortie	$Z_o = 150 \Omega$
Courant de polarisation d'entrée	$I_b = 200 \text{ nA}$
tension d'alimentation maximale	$V_s \text{ max} = \pm 13 \text{ V}$
tension d'entrée maximale	$V_i \text{ max} = \pm 13 \text{ V}$
tension de sortie maximale	$V_o \text{ max} = \pm 14 \text{ V}$
tension d'entree d'offset	$V_{i0} = 2 \text{ mV}$
Rapport de rejection de mode Commun	$C.M.R.C = 90 \text{ dB}$
frequence de transition	$f_T = 1 \text{ MHz}$



VCO INTEGRE

On utilise le V.C.O du circuit intégré CD4046 qui réalise à quelque chose près une boucle à verrouillage de phase.

Pour cela on fera une description sommaire de cette boucle.

I - INTRODUCTION

Mise au point pendant la dernière pour des applications militaires, la boucle à phase asservie n'a connu qu'un développement limité du fait qu'elle a été réalisée uniquement à l'aide de composants discrets et fonctionnait en signaux sinusoïdaux.

De nos jours conçue en circuit intégré et connue sous le nom de PLL, en anglais Phase locked Loops, elle fonctionne en signaux carrés

II - DESCRIPTION

Dans toute boucle à verrouillage de phase, on retrouve les mêmes blocs qui remplissent les mêmes fonctions.

Le synoptique du circuit PLL est donné à la figure 1

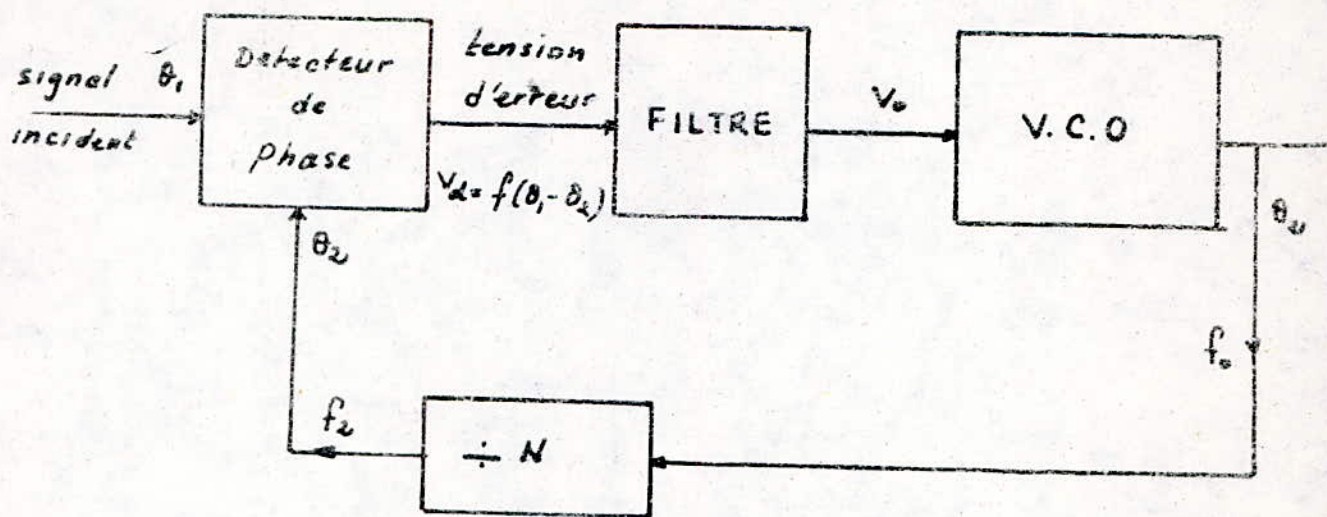


FIG 1

Il se compose de :

un détecteur de phase :

Compare la phase de l'onde incidente à celle d'une onde fournie par l'oscillateur commandé en tension (V.C.O.), pour délivrer une tension V_d proportionnelle à la variation de phase.

Un filtre passe bas :

Composé d'une cellule R-C, élimine les signaux de fréquences élevées pour ne laisser passer que ceux de basses fréquences.

Un oscillateur commandé en tension.

délivre un signal dont la fréquence f_0 est fonction de la tension V_c qui

n'est autre que la tension d'erreur V_d filtrée.

Un diviseur de fréquence :

Divise la fréquence f_0 pour donner f_n . C'est à dire un signal dont la phase est θ_n qui sera comparée à θ_1

DESCRIPTION DU CD4046.

C'est un ensemble permettant de mettre en œuvre une boucle à verrouillage de phase (FIG 2). On y trouve un VCO associé à un double comparateur de phase de type numérique. Une diode Zener qui sert à stabiliser la tension d'alimentation

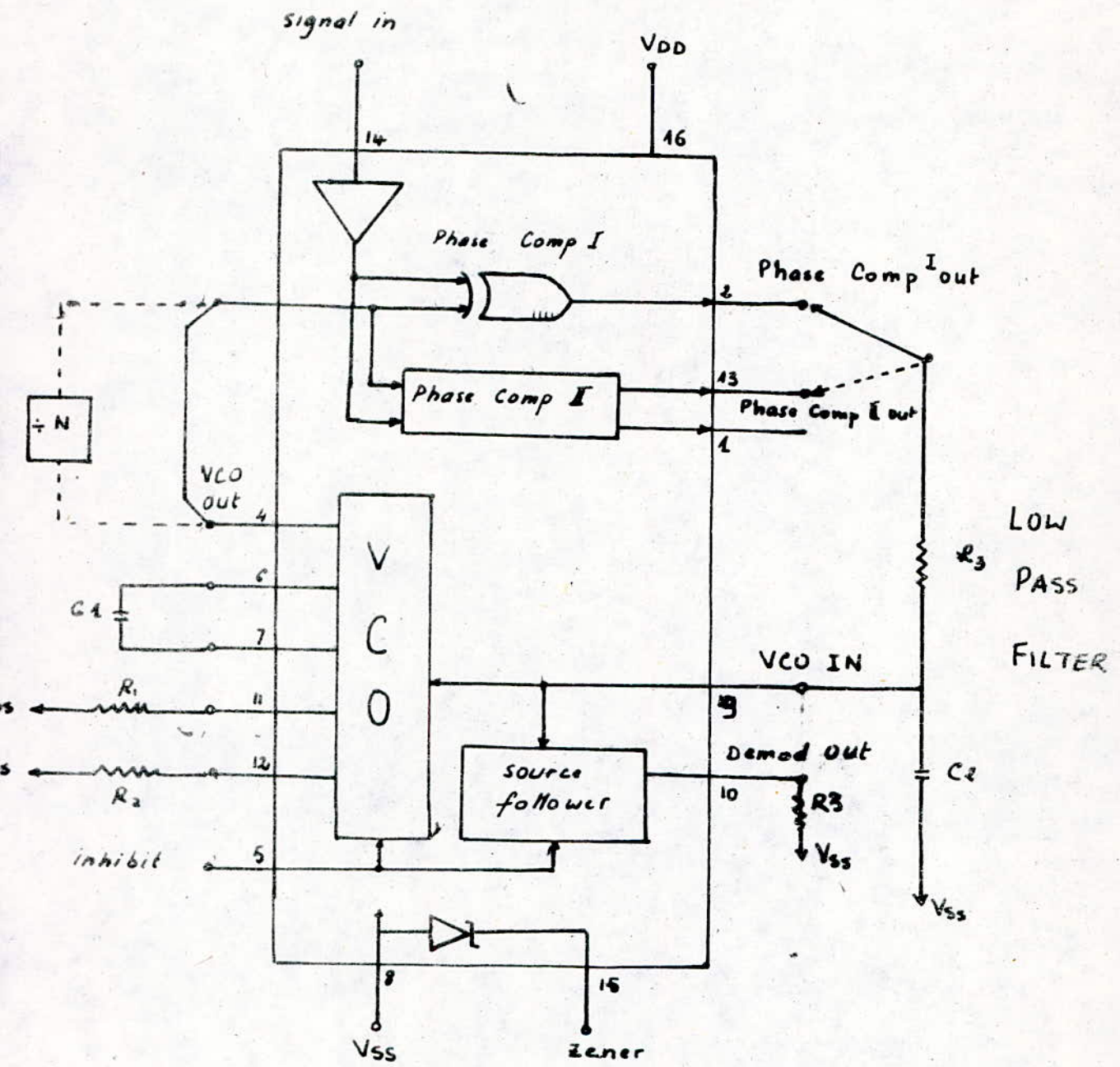


FIG 2

Notre travail consiste uniquement à utiliser le VCO intégré du circuit CD4046.

De ce fait, on fait abstraction des deux comparateurs internes, du filtre et du diviseur de fréquence; pour n'utiliser enfin que l'oscillateur commandé, dont les connexions sont données à la figure 3.

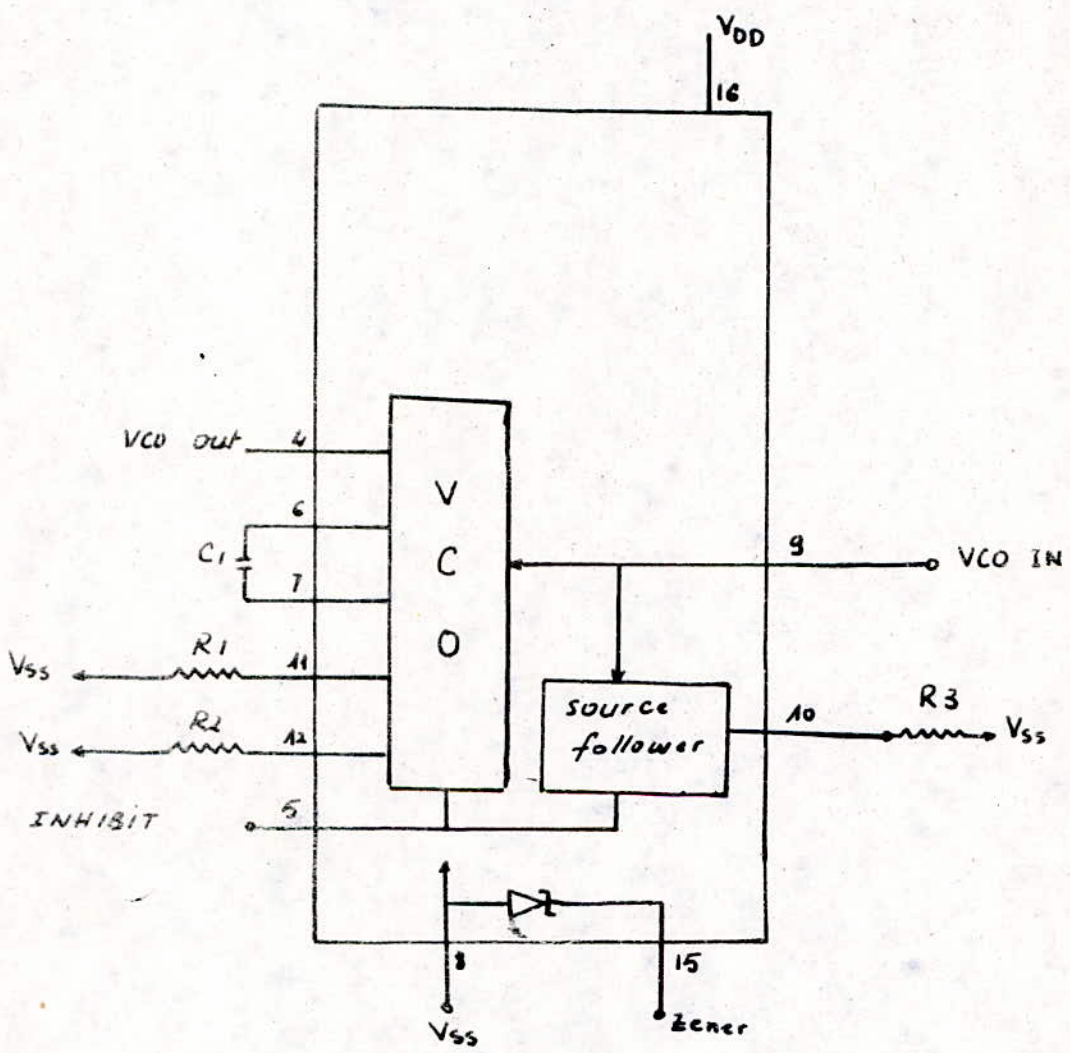


FIG 3

Ainsi utilisé le circuit nous donne en sortie - (VCO OUT) un signal carré dont la fréquence est réglable à volonté en agissant simplement sur la tension de commande (VCO IN) qui peut être fournie par une alimentation stabilisée.

CALCUL DES ELEMENTS

Se référant aux caractéristiques du circuit CD4046, on arrive à déterminer les éléments R_1 et C_1 en s'étant fixé auparavant R_2 , V_{DD} , les fréquences minimale et maximale

on choisit :

$$R_2 = 1M\Omega$$

$$V_{DD} = 5V$$

et trois gammes de fréquences.

$$a/ 100\text{Hz} - 5\text{kHz}$$

$$f_{\min} = 100\text{Hz} \Rightarrow C_1 = 20\text{nF}$$

$$f_{\max} = 5\text{kHz}$$

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 50 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 100$$

$$\text{Donc } R_1 = 10\text{k}\Omega$$

$$b/ f_{min} = 5 \text{ KHz} \Rightarrow C_1 = 0,4 \text{ nF}$$

Pratiquement on prend $C_1 = 0,39 \text{ nF}$

$$f_{max} = 10 \text{ KHz}$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = 2 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 1$$

$$\text{D'où } R_1 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$c/ f_{min} = 10 \text{ KHz} \Rightarrow C_1 = 0,2 \text{ nF}$$

on prend la valeur normalisée $C_1 = 0,22 \text{ nF}$

$$f_{max} = 15 \text{ KHz}$$

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = 1,5 \text{ KHz} \Rightarrow R_1 = 3,3 \text{ M}\Omega$$

Le tracé des courbes fréquence - tension est fait pour $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$, $C_1 = 0,39 \text{ nF}$, ce qui correspond à la gamme de fréquences allant de 5 KHz à 10 KHz pour $V_{DD} = 5 \text{ V}$

Pratiquement en changeant V_{DD} la plage de fréquences change aussi.

TABLEAUX DE MESURES

$V_{DD} = 5V$

VCO IN (V)	0	1	2	3	4	5
f (KHZ)	6,2	6,6	8	9,2	10,6	11,8

$V_{DD} = 10V$

VCO IN (V)	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f (KHZ)	10,5	11,2	12,2	13,1	14	14,5	15,7	16,7	17,2

$$V_{DD} = 15^V$$

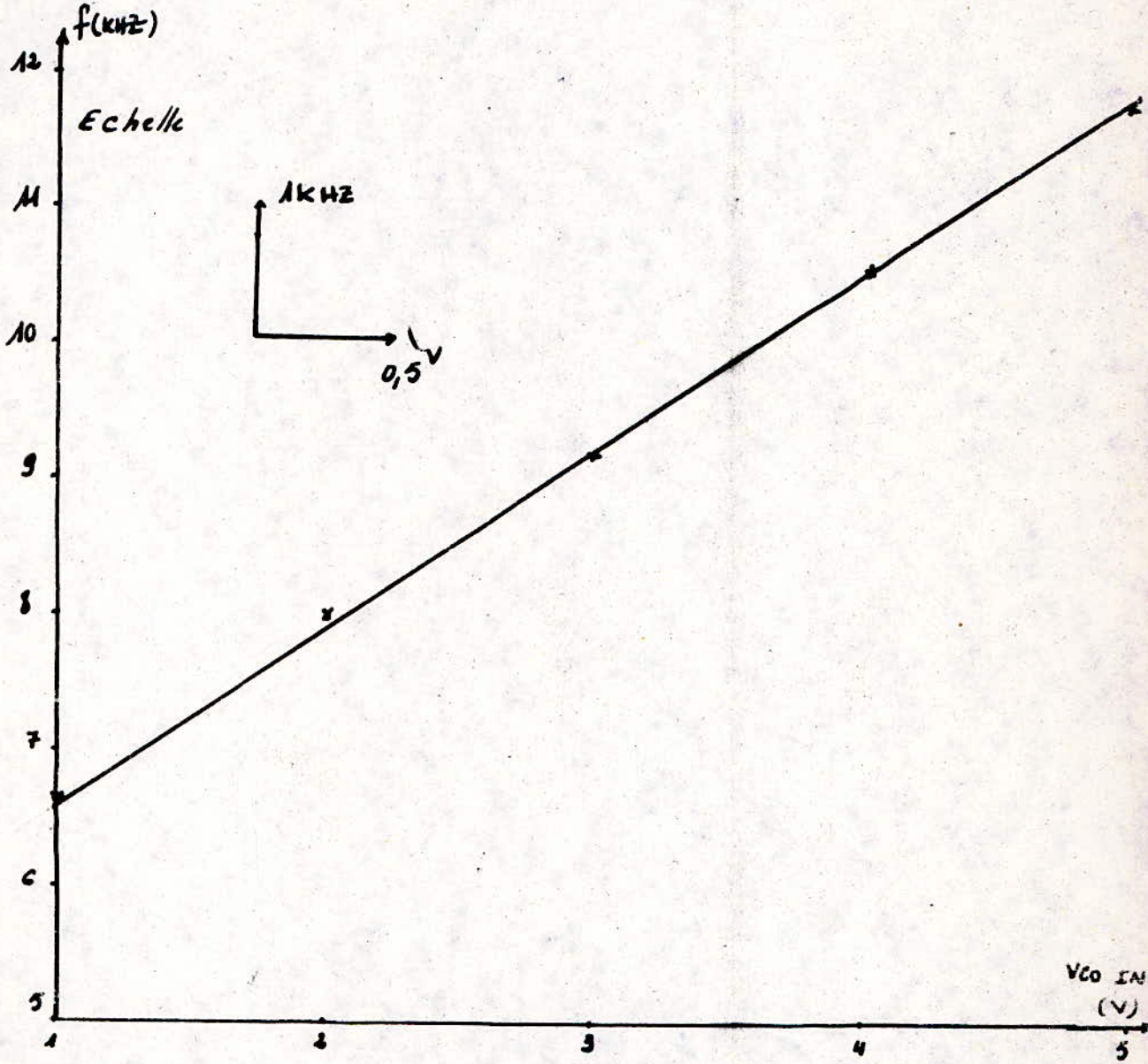
VCO IN (V)	4	5	6	7	8	9
f (KHZ)	15,1	15,8	16,7	17,5	18,3	19,7

10	11	12	13	14	15
19,7	20,5	21,3	22	22,75	23,65

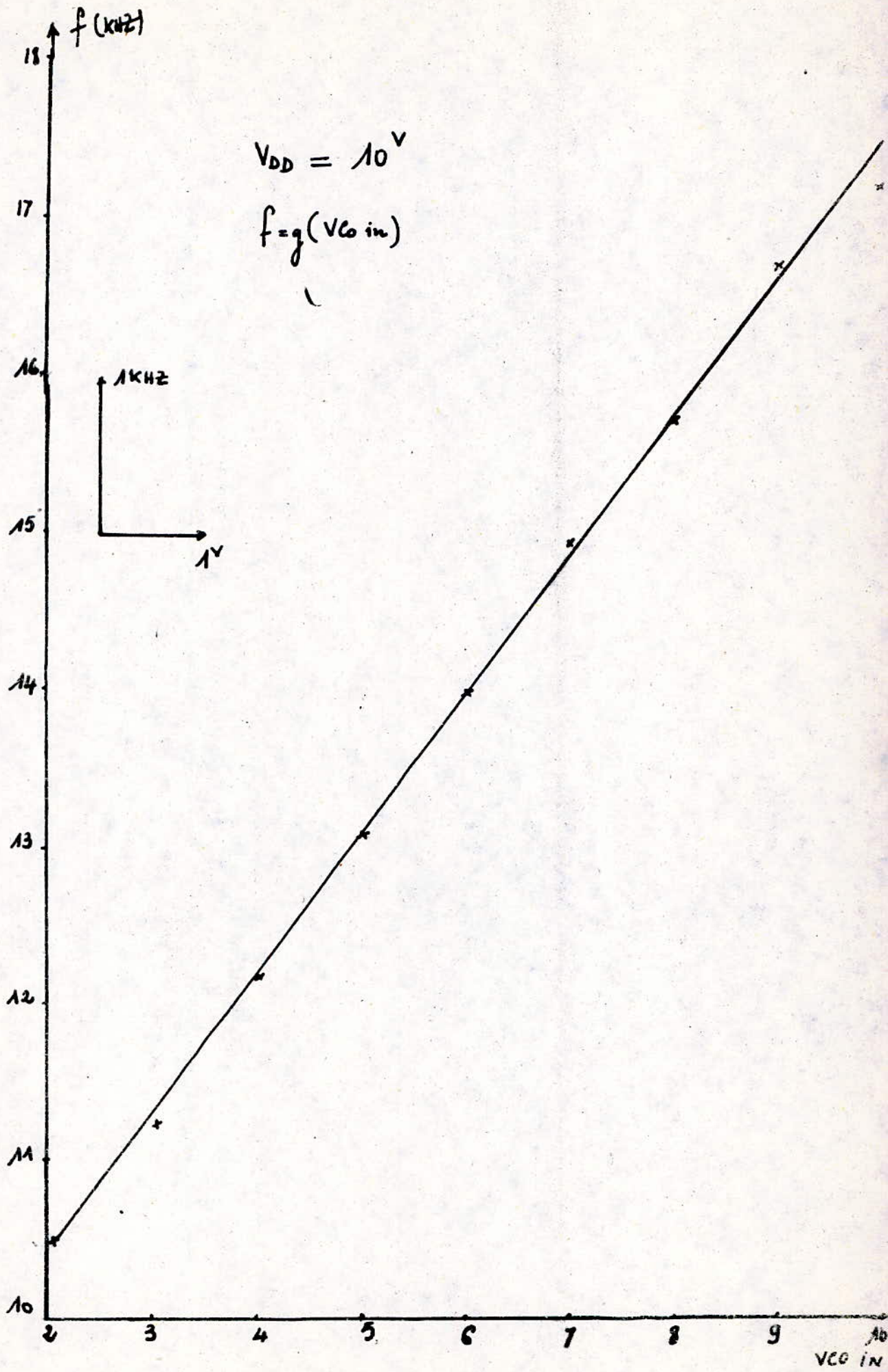
$$V_{DD} = V_{CO IN}$$

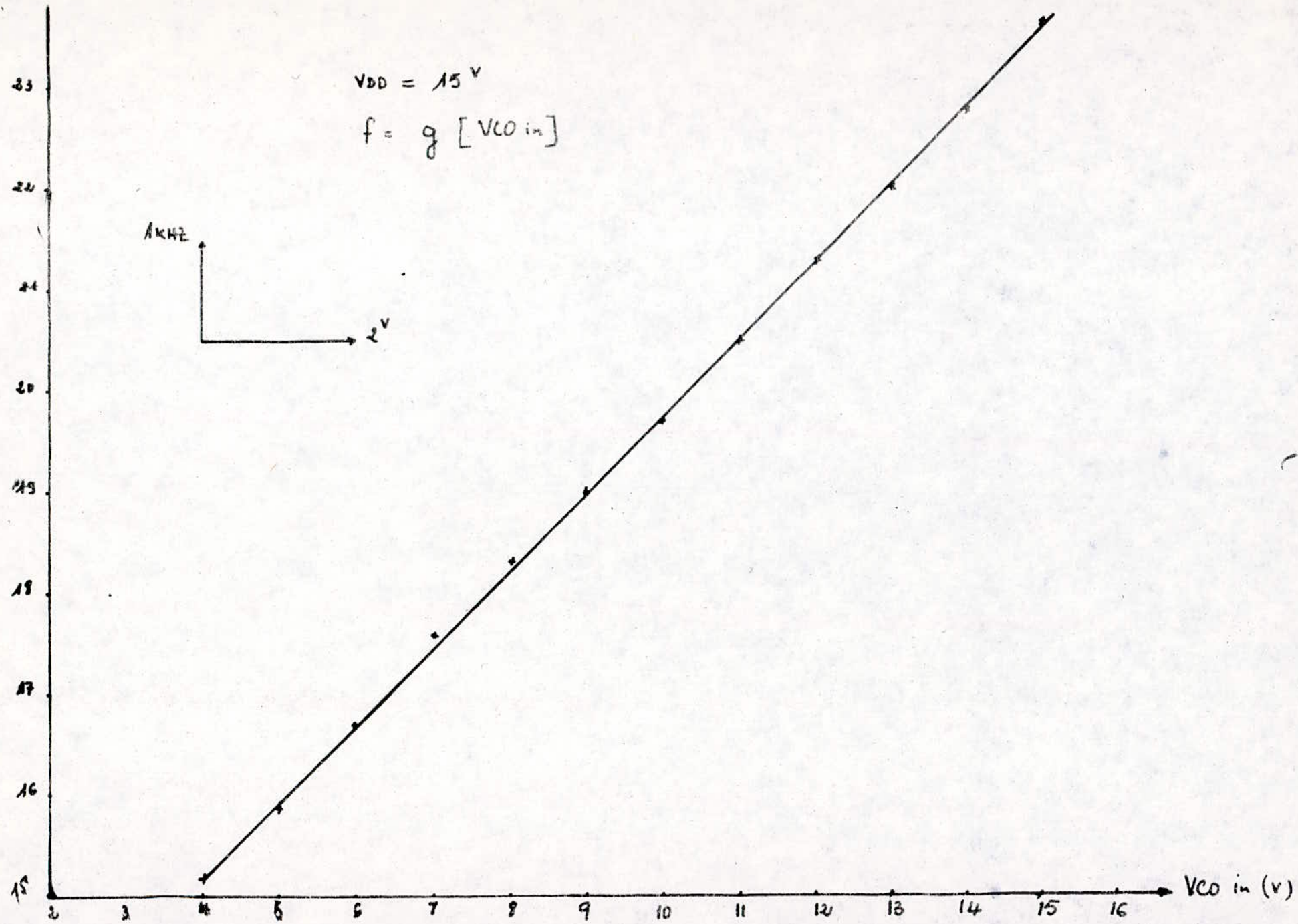
VCO IN (V)	5	6	7	8	9	10
f _{max} (KHZ)	11,4	12,2	13,5	14,8	16,2	17,3

$V_{DD} = 5V$



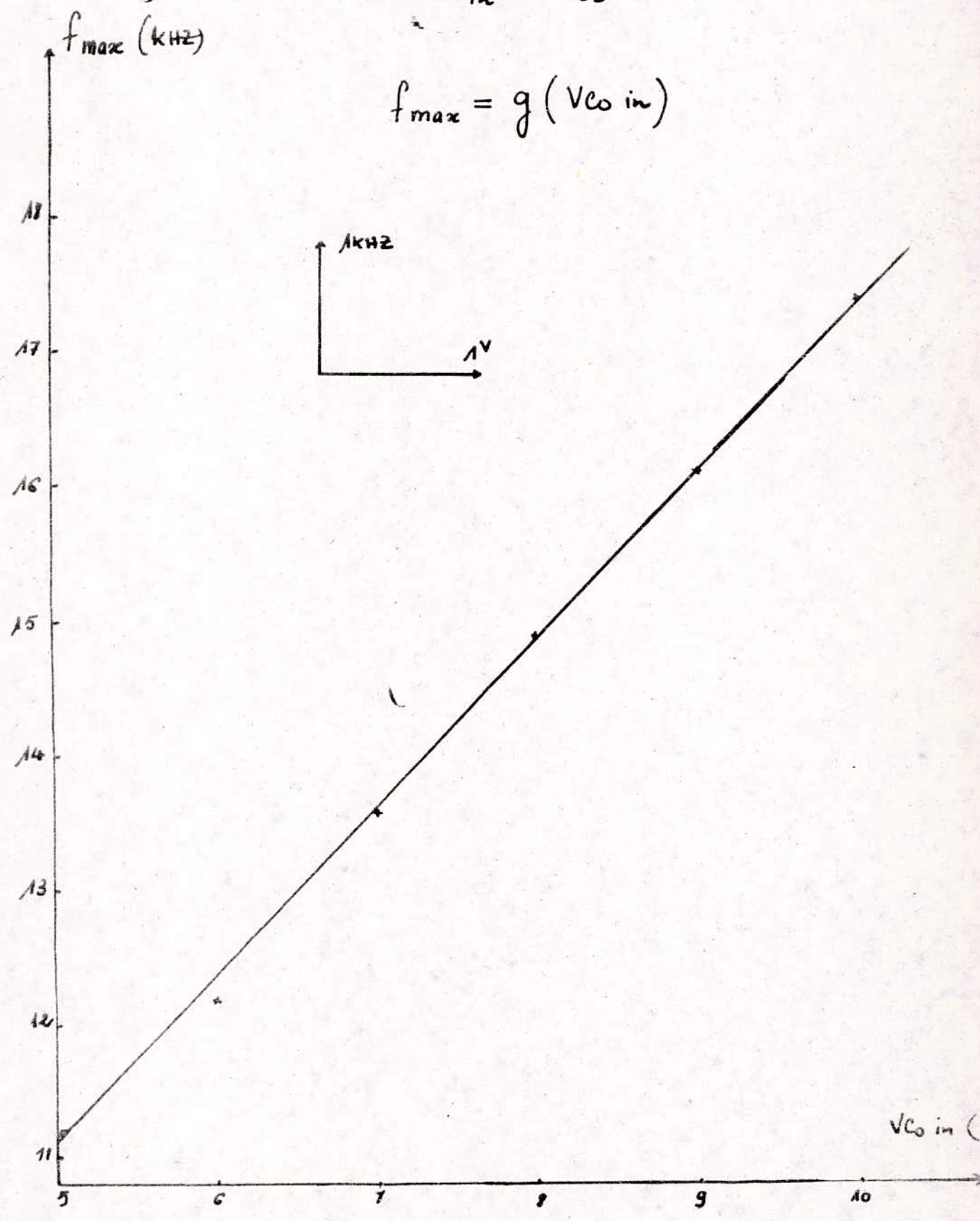
Courbe donnant $f_{reg} = g(V_{co\ in})$ pour $V_{DD} = 5V$



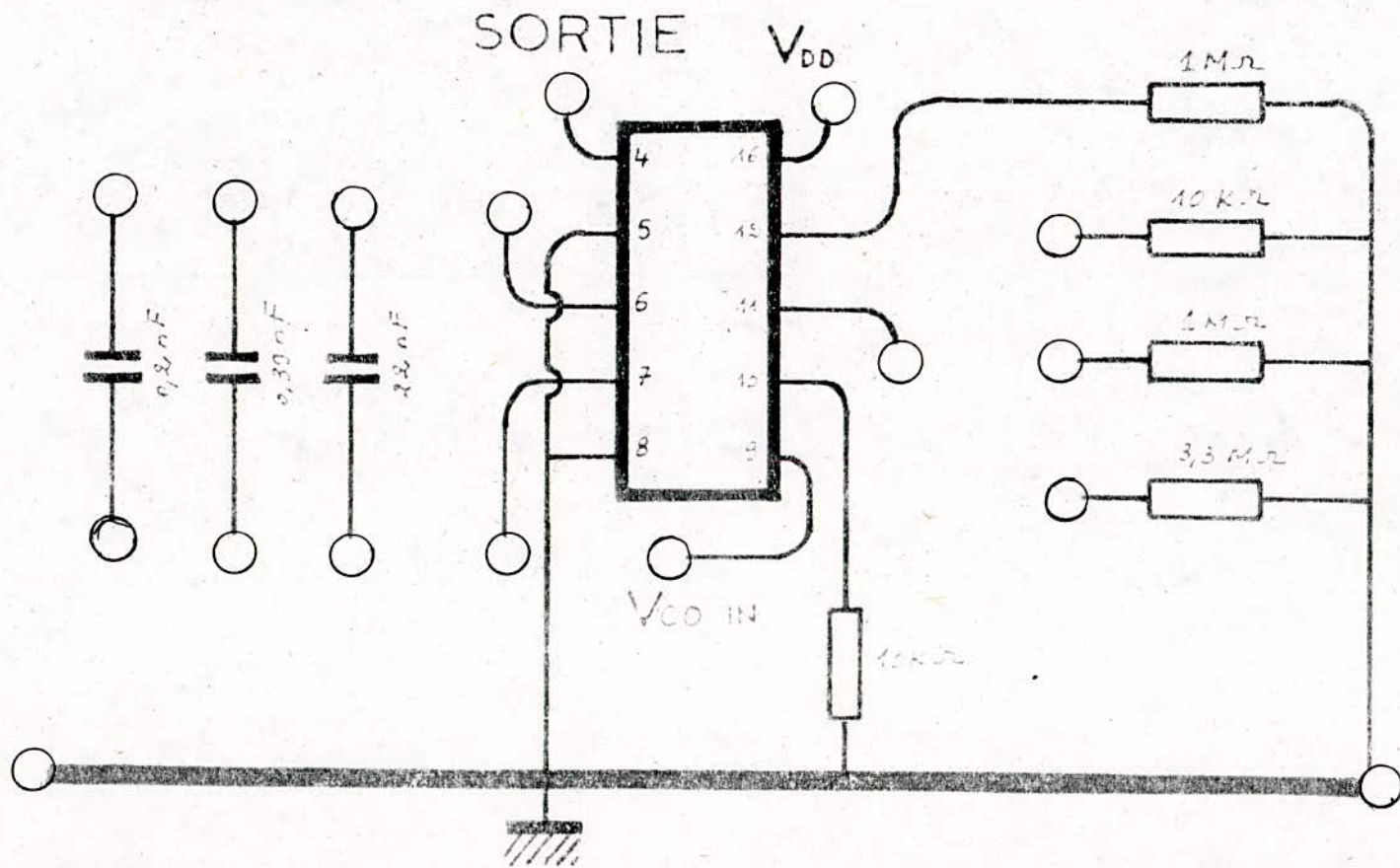


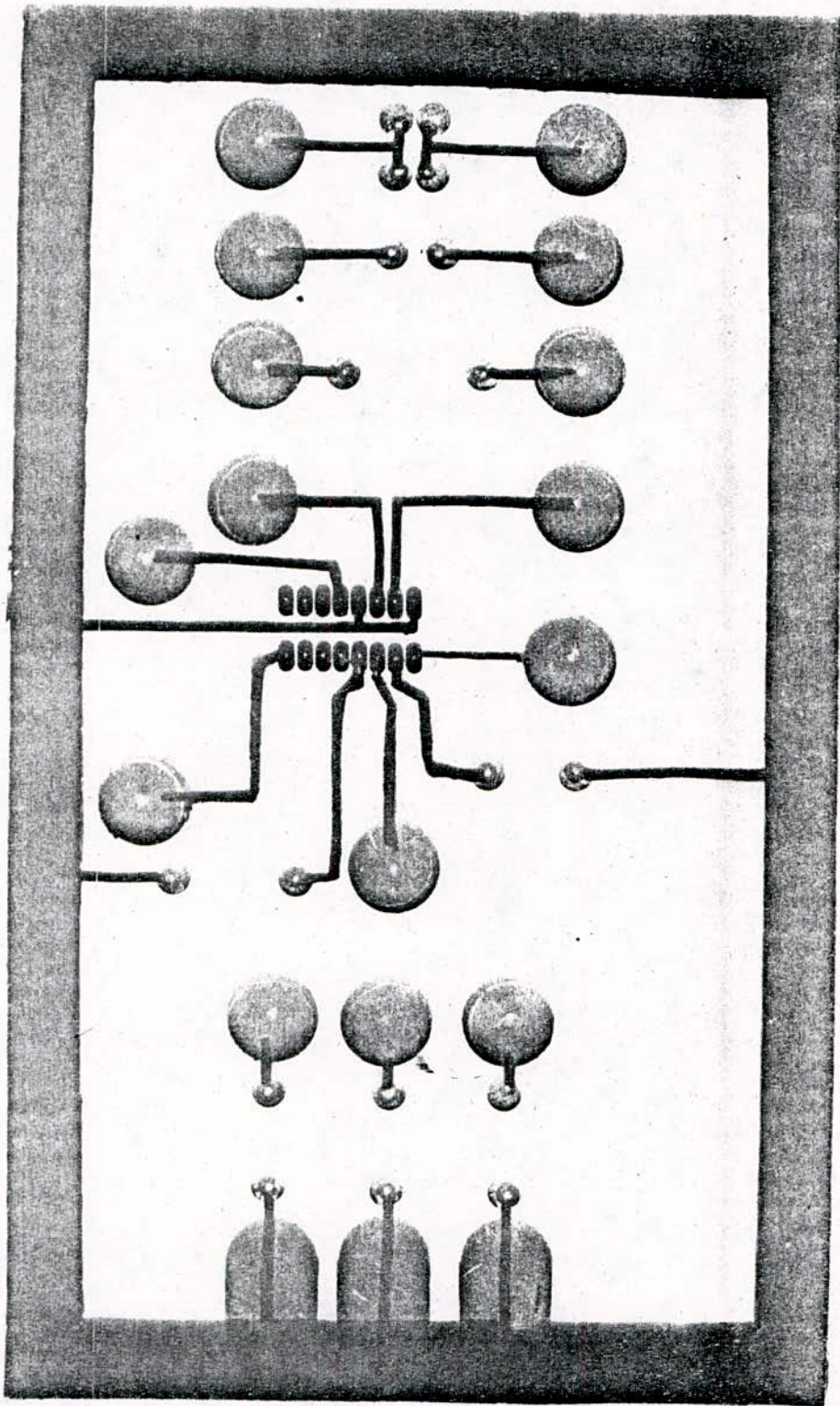
$$V_{CO\ in} = V_{DD}$$

$$f_{max} = g(V_{CO\ in})$$



V.C.O. INTEGRE de la PLL CD 4046





CD4046BM/CD4046BC

typical performance characteristics

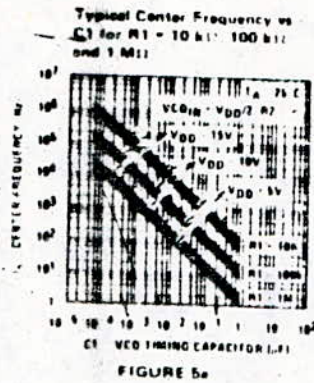


FIGURE 5a

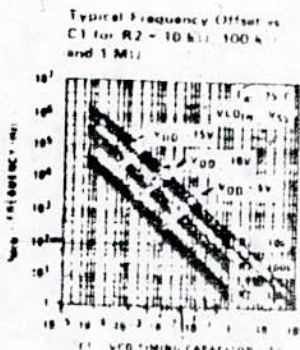


FIGURE 5b

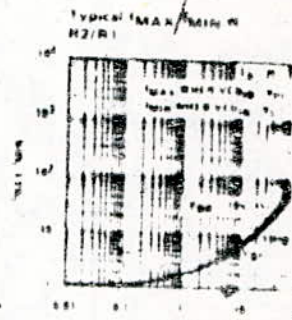


FIGURE 5c

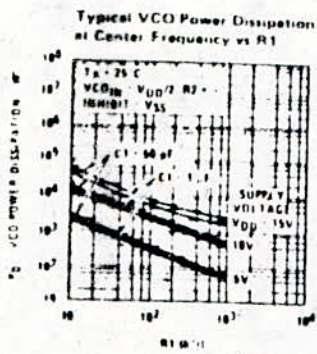


FIGURE 5d

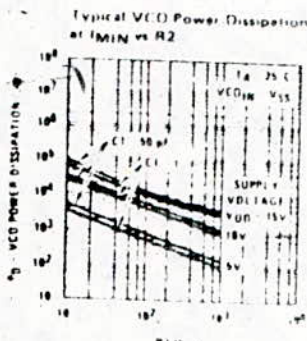


FIGURE 5e

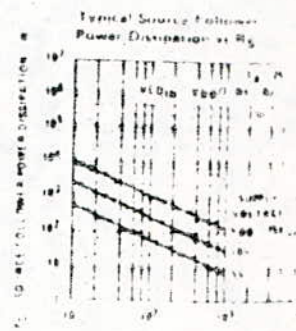


FIGURE 5f

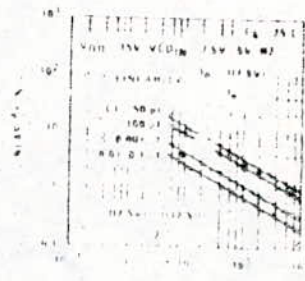
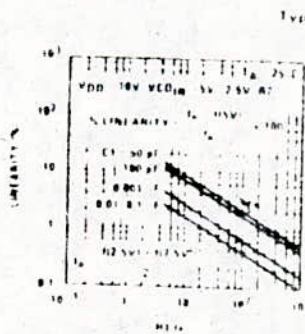


FIGURE 7

Note: To obtain approximate total power dissipation of IC, add the power dissipation of the phase comparator (P_D(R₁), P_D(R₂), Phase Comparator), P_D(Total) = P_D(VCO) + P_D(R₁) + P_D(R₂) + P_D(Phase Comparator).

design information

This information is a guide for approximating the values of external components for the CD4046B in a phase-locked loop system. The selected external components must be within the following ranges: $R1, R2 = 10 \text{ k}\Omega$; $R5 = 10 \text{ k}\Omega$; $C1 = 50 \text{ pF}$.

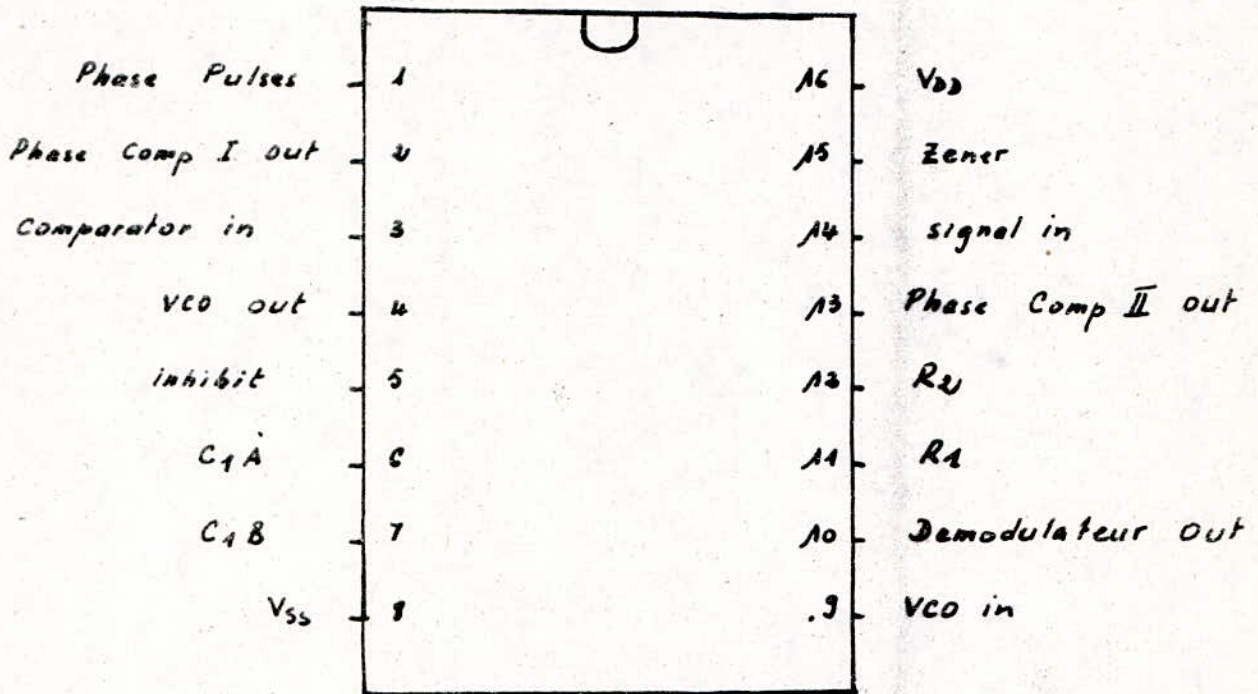
In addition to the given design information, refer to Figure 5 for $R1, R2$ and $C1$ component selection.

CD4046B/CD4046BC

CHARACTERISTICS	USING PHASE COMPARATOR I		USING PHASE COMPARATOR II	
	VCO WITHOUT OFFSET $R2$	VCO WITH OFFSET	VCO WITHOUT OFFSET $R2$	VCO WITH OFFSET
Phase Lock				
Phase Lock Range Δf_L	VCO in PLL system with offset to center frequency f_0			
Phase Lock Range Δf_L	$\Delta f_L = \text{full VCO frequency range}$ $\Delta f_L = f_{max} - f_{min}$			
Phase Frequency	$Z_{IC} = \frac{1}{s} \parallel \frac{1}{R1}$			
Phase Frequency	<p>For $2 f_0$ see Ref.</p>			
Phase Frequency	90° at center frequency f_0 ; approximately 0° and 180° at limits of lock range Δf_L			
Phase Frequency	f_0		f_0	
Phase Frequency	High		High	
Phase Frequency	<p>Given f_0, use f_0 with Figure 5 to determine $R1$ and $C1$.</p>	<p>Given f_0 and Δf_L, calculate f_{max} and f_{min} from the equation:</p> $f_{max} = f_0 + \frac{1}{2} \Delta f_L$ $f_{min} = f_0 - \frac{1}{2} \Delta f_L$ <p>Use f_{max} with Figure 5 to determine $R2$ and $C1$ to obtain $R1$.</p>	<p>Given f_0 and Δf_L, calculate f_{max} and f_{min} from the equation:</p> $f_{max} = f_0 + \frac{1}{2} \Delta f_L$ $f_{min} = f_0 - \frac{1}{2} \Delta f_L$ <p>Use f_{max} with Figure 5 to determine $R2$ and $C1$ to obtain $R1$.</p>	<p>Given f_0 and Δf_L, calculate f_{max} and f_{min} from the equation:</p> $f_{max} = f_0 + \frac{1}{2} \Delta f_L$ $f_{min} = f_0 - \frac{1}{2} \Delta f_L$ <p>Use f_{max} with Figure 5 to determine $R2$ and $C1$ to obtain $R1$.</p>

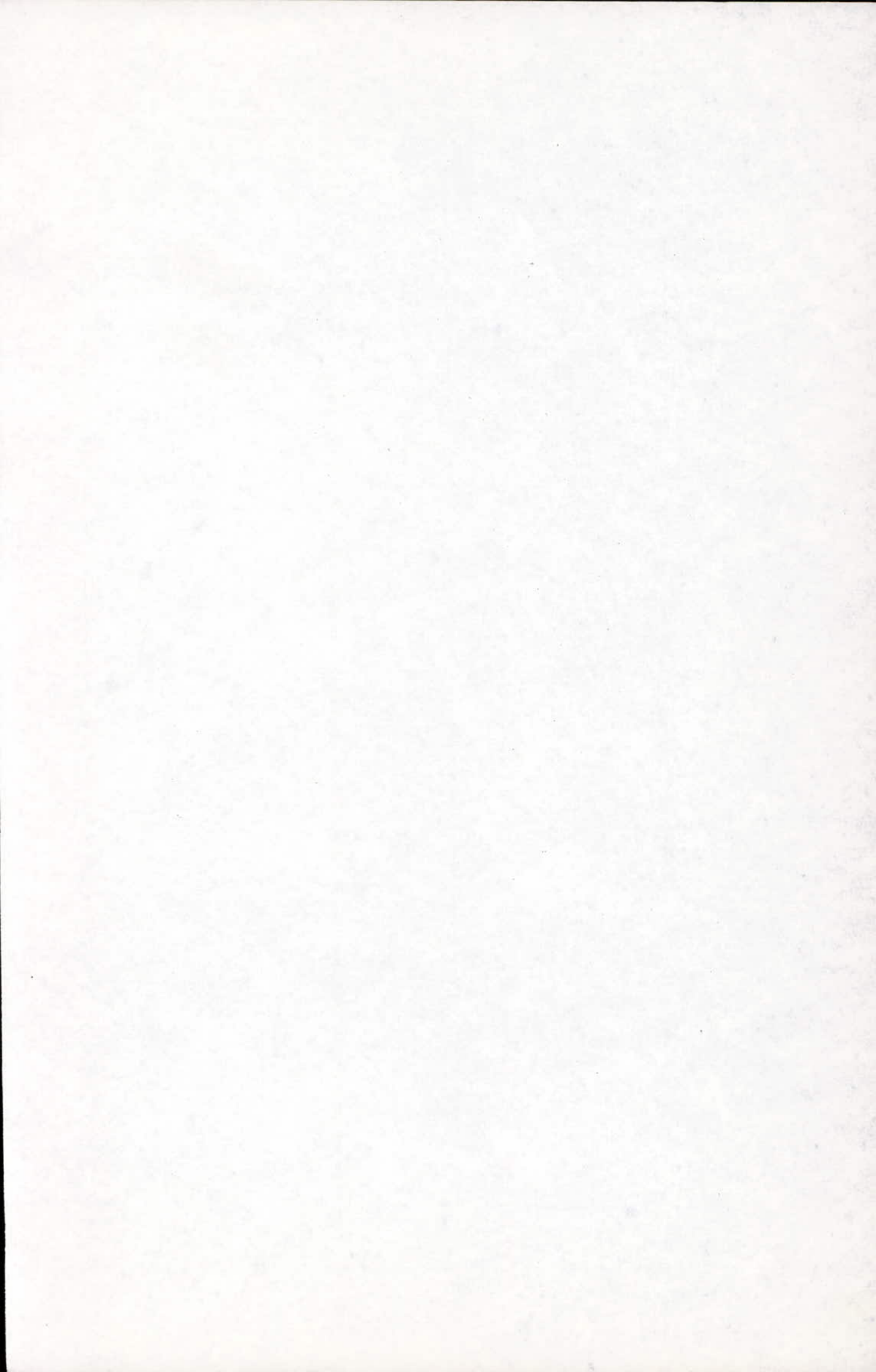
U.S. Mutschler, "Minimized RC Filters Using Phase Locked Loop," BSTJ, May, 1965
 "Resistor - Boxstock Techniques," John Wiley & Sons, 1966

Brochage du CD 4046



Applications

- Modulation, demodulation FM
- Multiplication et synthèse de fréquence
- Frequency discrimination
- Data synchronization and Conditioning
- Voltage to frequency Conversion
- FSK modulation
- Motor speed Control



MODULATEUR - DEMODULATEUR D'AMPLITUDE

I - INTRODUCTION

La transmission (émission - réception) des signaux par voie hertzienne est une des applications essentielles de la propagation des ondes électromagnétiques.

Dans tous les procédés utilisés, la communication radio utilise une onde porteuse HF que l'on module par l'information à transmettre.

Ainsi un modulateur AM modulera en amplitude une onde HF sinusoïdale et ce à l'émission.

À la réception, un détecteur d'enveloppe permet de régénérer le signal BF modulant contenant l'information.

II - CARACTERISTIQUE DE L'AM

soit une porteuse de la forme

$$p(t) = P_0 \cos \Omega t$$

soit le signal BF modulant

$$a(t) = A \cos \omega t$$

Alors l'expression de l'O.M.A est :

$$m(t) = [P_0 + A \cos \omega t] \cos \Omega t$$

$$m(t) = P_0 \left[1 + \frac{A}{P_0} \cos \omega_c t \right] \cos \Omega t$$

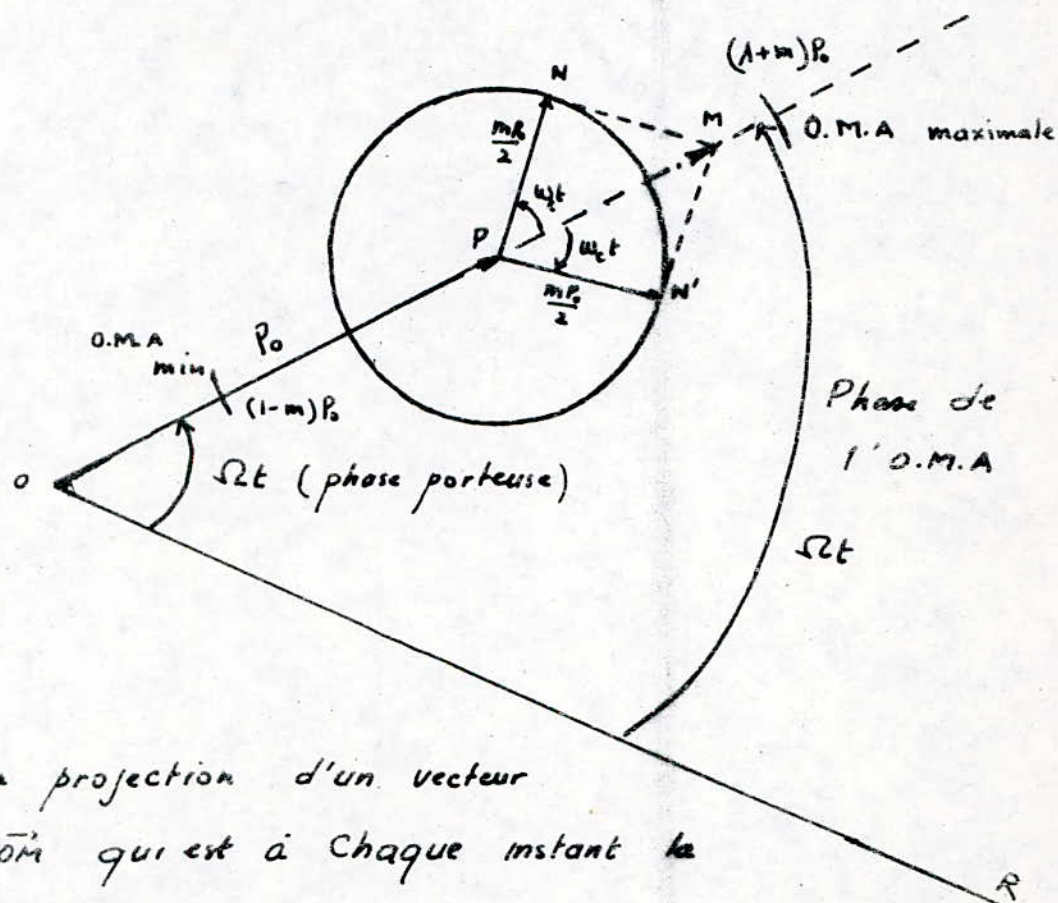
$$= P_0 \left[1 + m \cos \omega_c t \right] \cos \Omega t$$

où $m = \frac{A}{P_0}$: indice de modulation

Diagramme de Fresnel d'une O.M.A

$$m(t) = P_0 \cos \Omega t + \frac{mP_0}{2} \cos (\Omega - \omega) t + \frac{mP_0}{2} \cos (\Omega + \omega) t$$

$$0 \leq m \leq 1$$

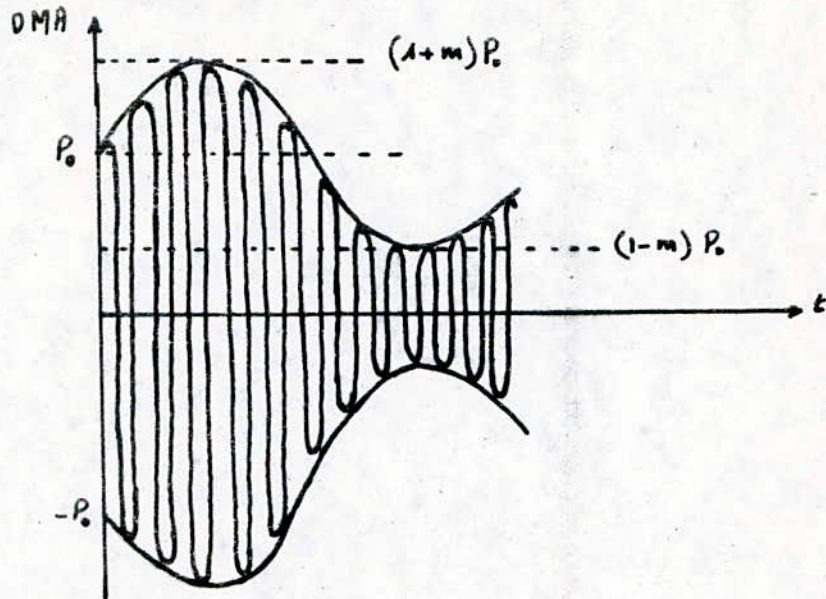


$\vec{m}(t)$ est la projection d'un vecteur tournant \vec{OM} qui est à chaque instant la somme des 3 vecteurs :

- \vec{OP} de longueur P_0 tournant à la vitesse Ω
- \vec{PN} et \vec{PN}' tournant à la vitesse $(\Omega \pm \omega)$ et restent symétriques par rapport à \vec{OP}

\vec{OM} a une longueur variable mais reste colinéaire avec la porteuse \vec{OP}

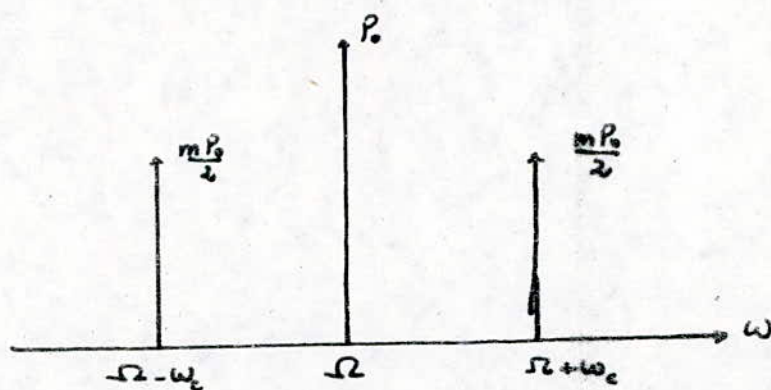
Oscillogramme d'une OMA



SPECTRE D'UNE OMA

$$m(t) = P_0 \cos \Omega t + \frac{mP_0}{2} \cos[(\Omega + \omega)t] + \frac{mP_0}{2} \cos[(\Omega - \omega)t]$$

Le spectre de $m(t)$ comprend donc trois raies centrées sur les pulsations Ω , $\Omega + \omega$, $\Omega - \omega$, d'amplitude P_0 pour la raie centrale et $\frac{mP_0}{2}$ pour les deux raies latérales



La bande de fréquence d'un signal AM doit donc être égale à $2f_c$ où f_c étant la fréquence du signal modulant

IV Relation de puissance

puissance de la porteuse

on suppose la resistance R de l'antenne emettrice egale à 1Ω

$$P_p = \frac{1}{T} \int_0^T P^2(t) dt$$

$$= \frac{k P_o^2}{2}$$

puissance moyenne transportée par l'OMA

$$P_t = \frac{1}{T} \int_0^T m^2(t) dt$$

$$= k \frac{P_o^2}{2} [1 + m a(t)]^2$$

$$= P_p [1 + 2m \bar{a}(t) + m^2 \bar{a}^2(t)]$$

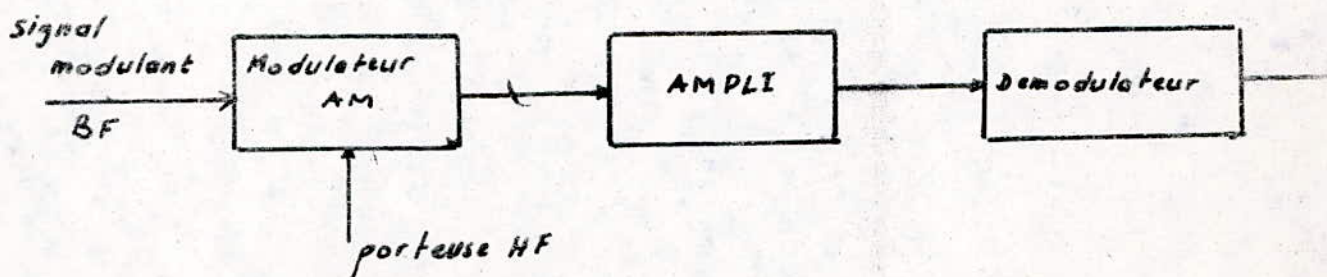
$$\text{D'où } P_t = P_p \left[1 + \frac{m^2}{2}\right]$$

$$= P_p + P_{2BL}$$

$$\text{avec } P_{2BL} = \frac{m^2}{2} P_p$$

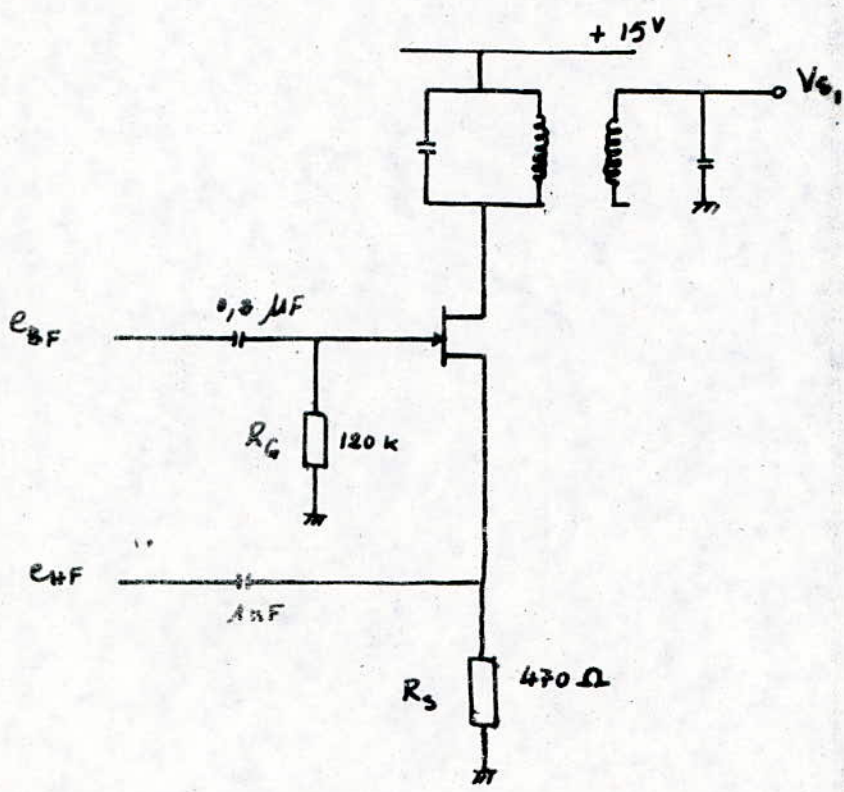
V ETUDE DU MODULATEUR, DEMODULATEUR AM

synoptique de principe



1 - Etude de l'etage modulateur

Schema :



L'oscillation "porteuse" parfaitement stable traverse un amplificateur dont le gain est modifié par le signal modulant BF.

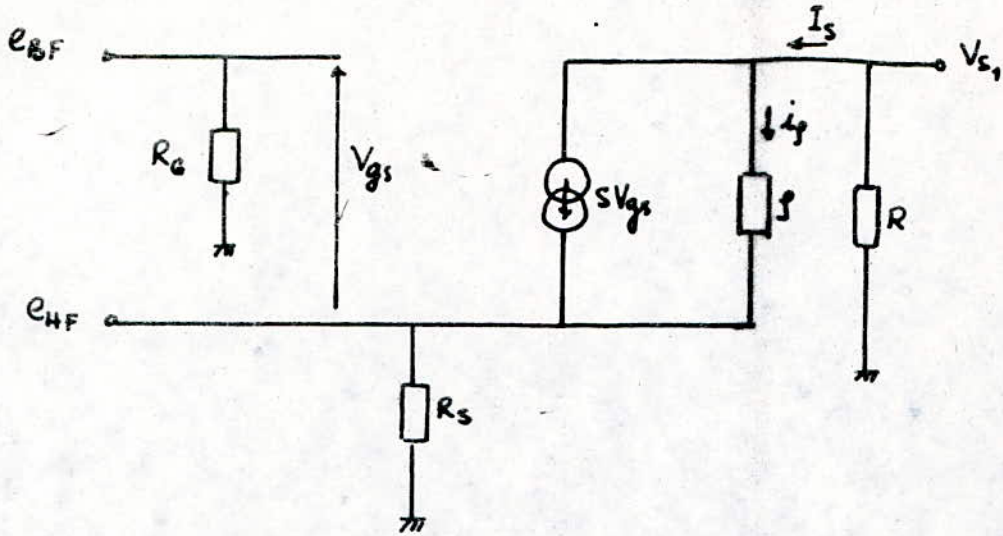
Le circuit oscillant est donc accordé sur la fréquence f_0 du signal e_{HF} ($f_0 = 455 \text{ KHz}$)

La sortie V_{s1} , étant une onde modulée en amplitude, donc elle doit être de la forme:

$$V_{s1} = P_0 [1 + m e_{BF}] \cos \Omega t$$

Schema equivalent

A la fréquence Ω sur laquelle est accordé le circuit de drain, la charge du FET est sensiblement resistive soit R .



$$V_{s_1} = -R I_s \quad (1)$$

$$I_s = s V_{gs} + i_g \quad (2)$$

$$i_g = \frac{V_{s_1} - e_{HF}}{g} \quad (3)$$

$$V_{gs} = e_{BF} - e_{HF} \quad (4)$$

$$e_{BF} = b \cos \omega t$$

$$e_{HF} = p_0 \cos \Omega t$$

En remplaçant dans l'équation (1) et en développant les calculs on arrive à :

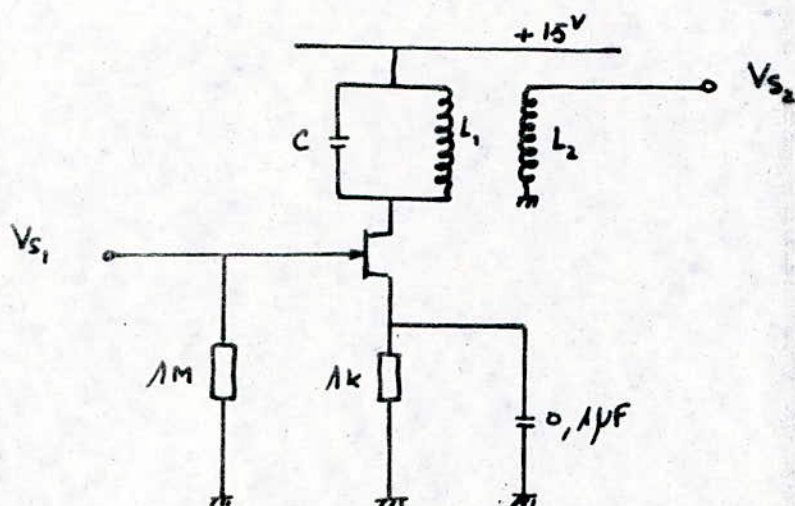
$$V_{s_1} = \frac{R}{R+g} [s.g+1] \left[1 - \frac{g.s}{g.s+1} \frac{e_{BF}}{|e_{HF}|} \right] e_{HF}$$

si on considère $s.g \gg 1$

$$\begin{aligned}
 \text{Alors } V_{s_1} &= \frac{R}{R+p} \text{ s.f. } \left[1 - \frac{e_{HF}}{|e_{HF}|} \right] e_{HF} \\
 &= \frac{R}{R+p} \text{ s.f. } \left[1 - \frac{b}{P_0} \cos \omega_c t \right] e_{HF} \\
 &= \frac{R}{R+p} \text{ s.f. } P_0 \left[1 - m \cos \omega_c t \right] \cos \Omega t
 \end{aligned}$$

2) Etude de l'étage amplificateur

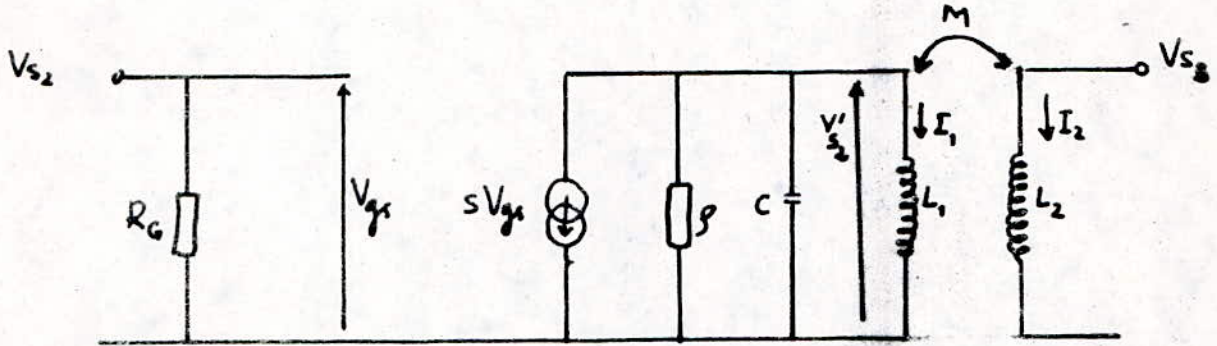
schema :



Ce type d'ampli très utilisé dans les étages radio est obtenu en remplaçant le circuit oscillant simple (R, L, C) par deux circuits accordés, couplés par une inductance.

Comme tout ampli, celui-ci est caractérisé par

- son gain
- sa sélectivité

calcul du gainschema equivalent

$$V_{s3} = jL_2 \omega I_2 + jM\omega I_1 \quad (M: \text{mutuelle induction})$$

$$I_1 = -nI_2 \quad (n > 1 \text{ rapport de transformation})$$

$$\begin{aligned} V_{s3} &= jL_2 \omega I_2 - jMn\omega I_2 \\ &= j[L_2 - M.n]\omega I_2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V'_{s2} &= jL_1 \omega I_1 + jM\omega I_2 \\ &= j[M - nL_1] I_2 \end{aligned}$$

$$\frac{V_{s3}}{V'_{s2}} = \frac{L_2 - M.n}{-nL_1 + M} \quad (1)$$

$$V'_{s2} = -[\rho \parallel Z_C \parallel Z_{L_1}] s V_{gs} \quad (2)$$

$$V_{s2} = V_{gs} \quad (3)$$

$$(1), (2) \text{ et } (3) \Rightarrow \frac{V_{s3}}{V_{s2}} = -\frac{nL_2 + M}{L_1 + nM} s \cdot \frac{1}{Y}$$

avec $Y = \frac{1}{Z_{eq}}$ où $Z_{eq} = f // Z_c // Z_L$

$$Y = \frac{1}{f} + j\omega + \frac{1}{jL, \omega}$$

$$G_V(\omega) = \frac{Vs_3}{Vs_2} = - \frac{L_2 - n.M}{-nL_1 + M} \quad s. \quad \frac{1}{\frac{1}{f} + j\omega + \frac{1}{jL, \omega}}$$

$$= - s. \frac{M.n - L_2}{nL_1 - M} \cdot \frac{f}{1 + j\left[fc\omega - \frac{f}{L, \omega}\right]}$$

$$G_V(\omega) = - s \frac{M.n - L_2}{nL_1 - M} \frac{f}{1 + j\left[fc\omega - \frac{f}{L, \omega}\right]}$$

Posons $\Omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$ $Q_0 = fc\Omega_0 = \frac{f}{L_1 \Omega_0}$

avec Ω_0 : pulsation propre du circuit

Q_0 : Coefficient de qualité à la pulsation propre

D'où $G_V(\omega) = - A_0 \frac{1}{1 + jQ_0 \left[\frac{\omega}{\Omega_0} - \frac{\Omega_0}{\omega} \right]}$

$$A_0 = - s. \frac{M.n - L_2}{nL_1 - M}$$

Bande passante et selectivité

La selectivité est d'autant plus grande que le Coefficient de qualité Q_0 est très grand devant 1

Calcul de Q_0

$$|G_v| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{\omega}{\Omega_0} - \frac{\Omega_0}{\omega} \right)^2}}$$

$$|G_v| = \frac{G_{vmax}}{\sqrt{2}}$$

soit
$$\frac{A_0}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{\omega}{\Omega_0} - \frac{\Omega_0}{\omega} \right)^2}} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

d'où
$$Q_0^2 \left(\frac{\omega}{\Omega_0} - \frac{\Omega_0}{\omega} \right)^2 = 1$$

$$\Rightarrow \omega_1 = -\frac{\Omega_0}{2Q_0} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\Omega_0^2}{Q_0^2} + 4\Omega_0^2}$$

$$\omega_2 = \frac{\Omega_0}{2Q_0} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\Omega_0^2}{Q_0^2} + 4\Omega_0^2}$$

Il en résulte :

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{\Omega_0}{Q_0}$$

Donc
$$B = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2\pi} = \frac{f_0}{Q_0}$$

Or cet ampli doit laisser passer uniquement la bande de fréquence de l'O.M.A présente à son entrée

$$\text{Donc } B = 2f_c = 2\text{ kHz} \quad (f_c = 1\text{ kHz})$$

$$\Rightarrow Q_0 = \frac{f_0}{B} = \frac{455}{2} \quad (f_0 = 455\text{ kHz})$$

$$Q_0 = 227,5 \gg 1$$

On en déduit un fonctionnement de l'ampli à des pulsations très voisines de l'accord.

$$\omega = \Omega_0 + \Delta\omega \approx \Omega_0$$

Courbe de réponse $|G_V| = f(\omega)$

$$\begin{aligned} G_V &= - \frac{A_0}{1 + jQ_0 \left[\frac{\omega}{\Omega_0} - \frac{\Omega_0}{\omega} \right]} \\ &= - \frac{A_0}{1 + jQ_0 \left[\frac{\omega^2 - \Omega_0^2}{\omega\Omega_0} \right]} \end{aligned}$$

$$\Delta\omega = \omega - \Omega_0$$

$$\text{et } \omega \approx \Omega_0$$

Ce qui donne une expression simplifiée de G_V :

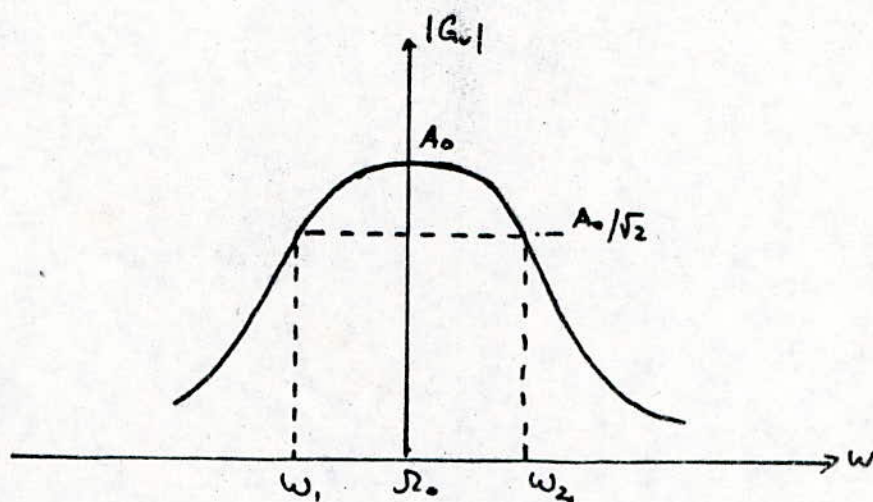
$$G_V = - \frac{A_0}{1 + 2jQ_0 \frac{\Delta\omega}{\Omega_0}}$$

$$G_V = - \frac{A_0}{1 + 2jQ_0 \frac{f}{f_0}}$$

On en déduit le module de l'amplification

$$|G_v| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + 4Q_0^2 \left(\frac{\Delta\omega}{\Omega_0}\right)^2}}$$

Cette fonction de $\Delta\omega$ est paire, la courbe est symétrique par rapport à l'axe $\Delta\omega = 0$ (ou $\omega = \Omega_0$.)

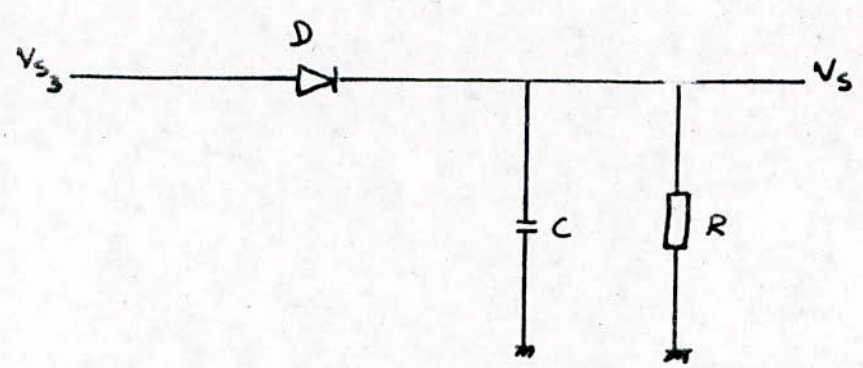


Pratiquement, pour avoir une bonne sélectivité, dmc accorder le circuit résonnant on agit sur la capacité variable de ce circuit oscillant.

Etage detecteur

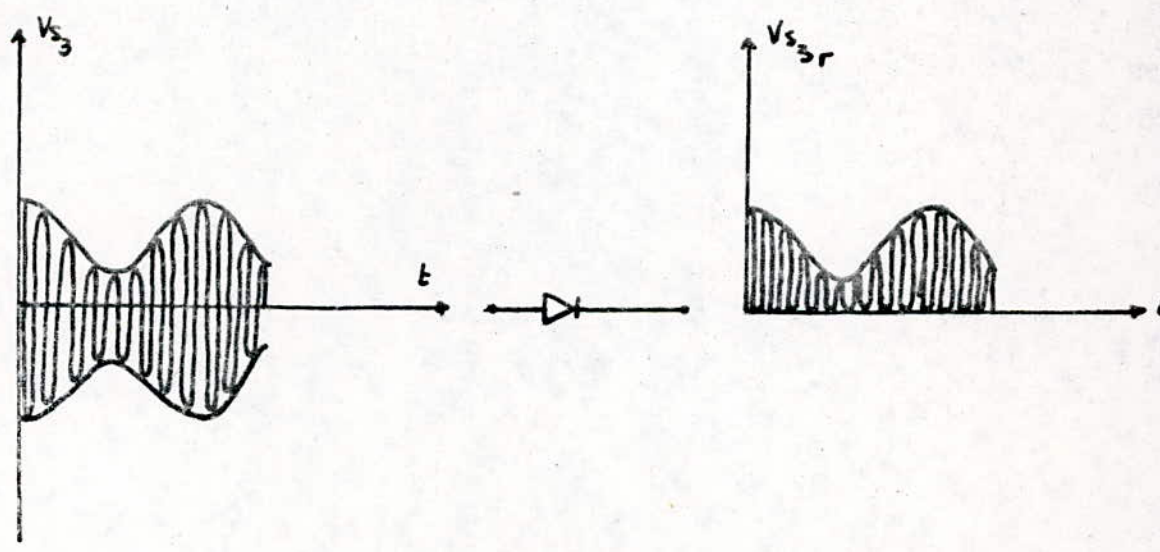
Demoduler une porteuse modulée Consiste à recueillir le signal modulant par elimination de celle ci qui ne contient aucune information.

La cellule fondamentale de detection est representée par la figure ci dessous



a/ Premiere etape : redressement

La diode D permet de redresser le signal V_{s3} modulé en amplitude. A sa sortie on obtient le signal V_{s3R} tel que donné par la figure ci-dessous



Deuxieme etape: elimination de la porteuse

L'elimination de l'onde haute frequence est realisee a l'aide du filtre habituel, constitue par l'association parallele d'une resistance R_u et d'une capacite C .

Choix des elements R_u et C

Les elements R_u et C doivent etre choisis tels que entre les instants t_0 et $t_0 + T_{HF}$ la decharge de C doit etre negligeable.

Donc $\tau = R_u \cdot C \gg T_{HF}$

et que sur une periode BF le condensateur doit suivre sensiblement le signal modulant

Donc $\tau = R_u C \ll T_{BF}$

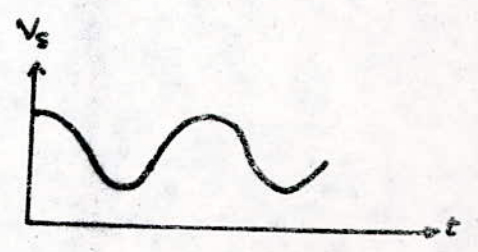
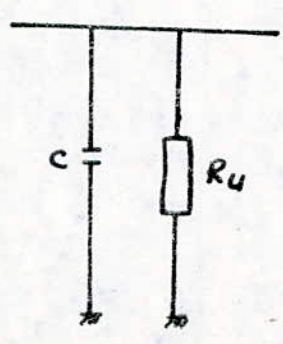
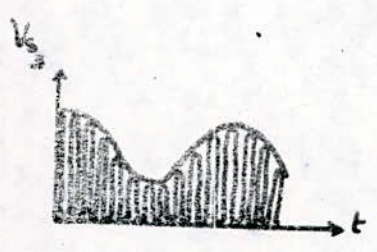
en conclusion $T_{HF} \ll \tau = R_u \cdot C \ll T_{BF}$

$T_{HF} = 2,19 \mu s$

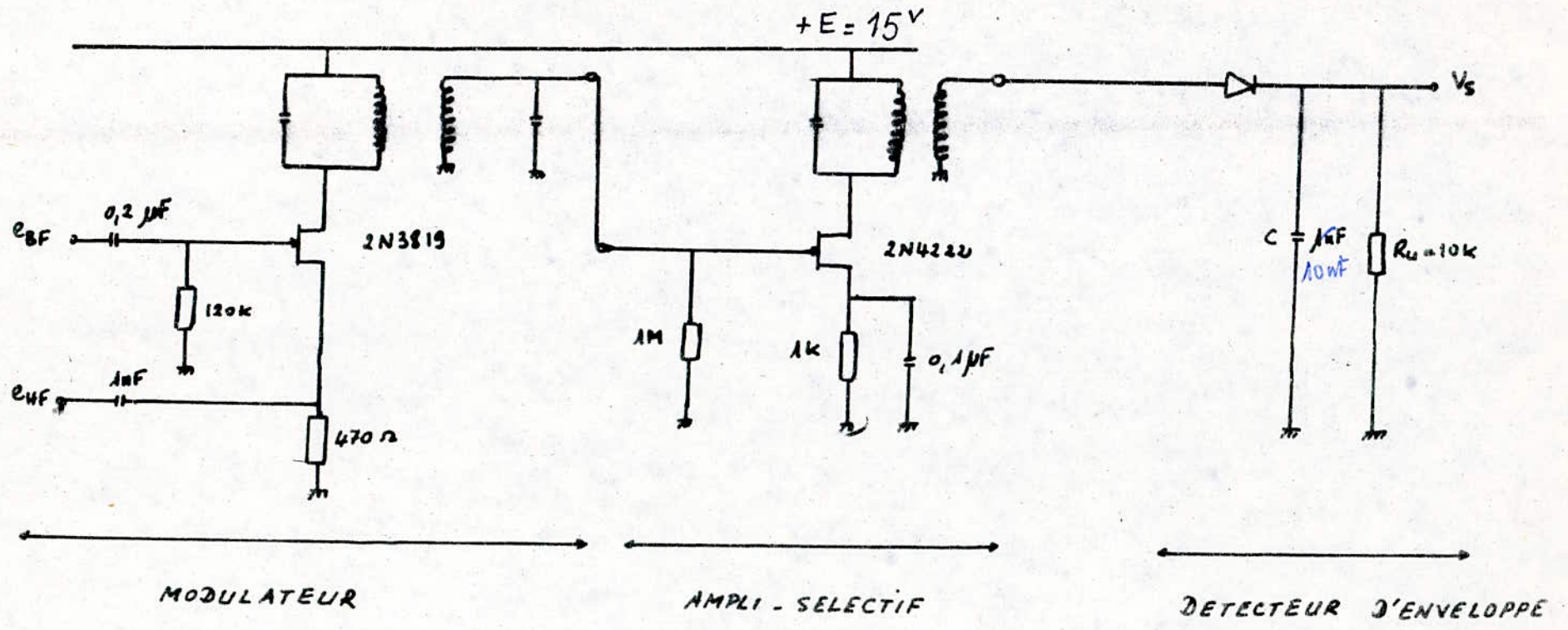
$T_{BF} = 1 ms$

$C = 10 nF$

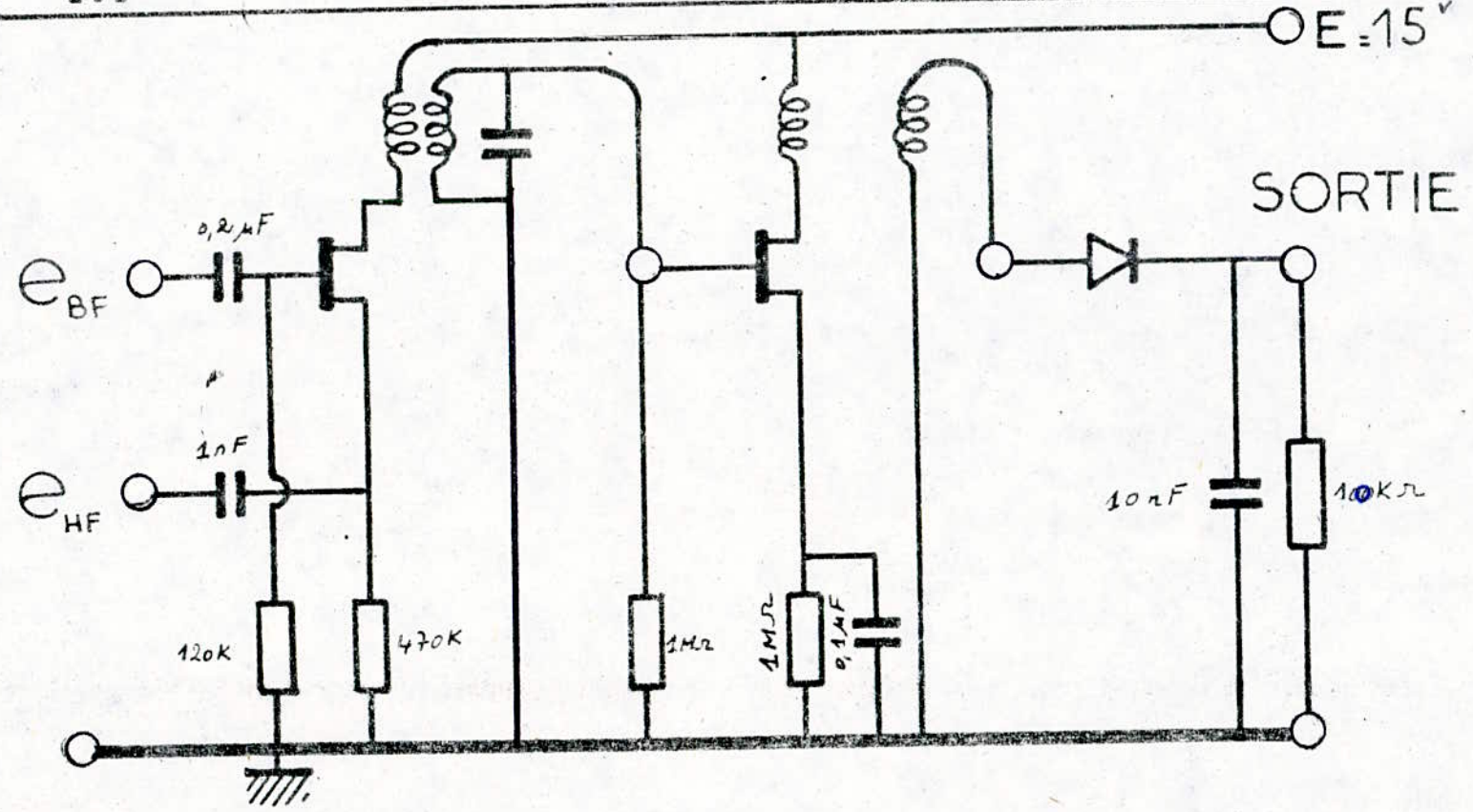
et $R_u = 10 k\Omega$

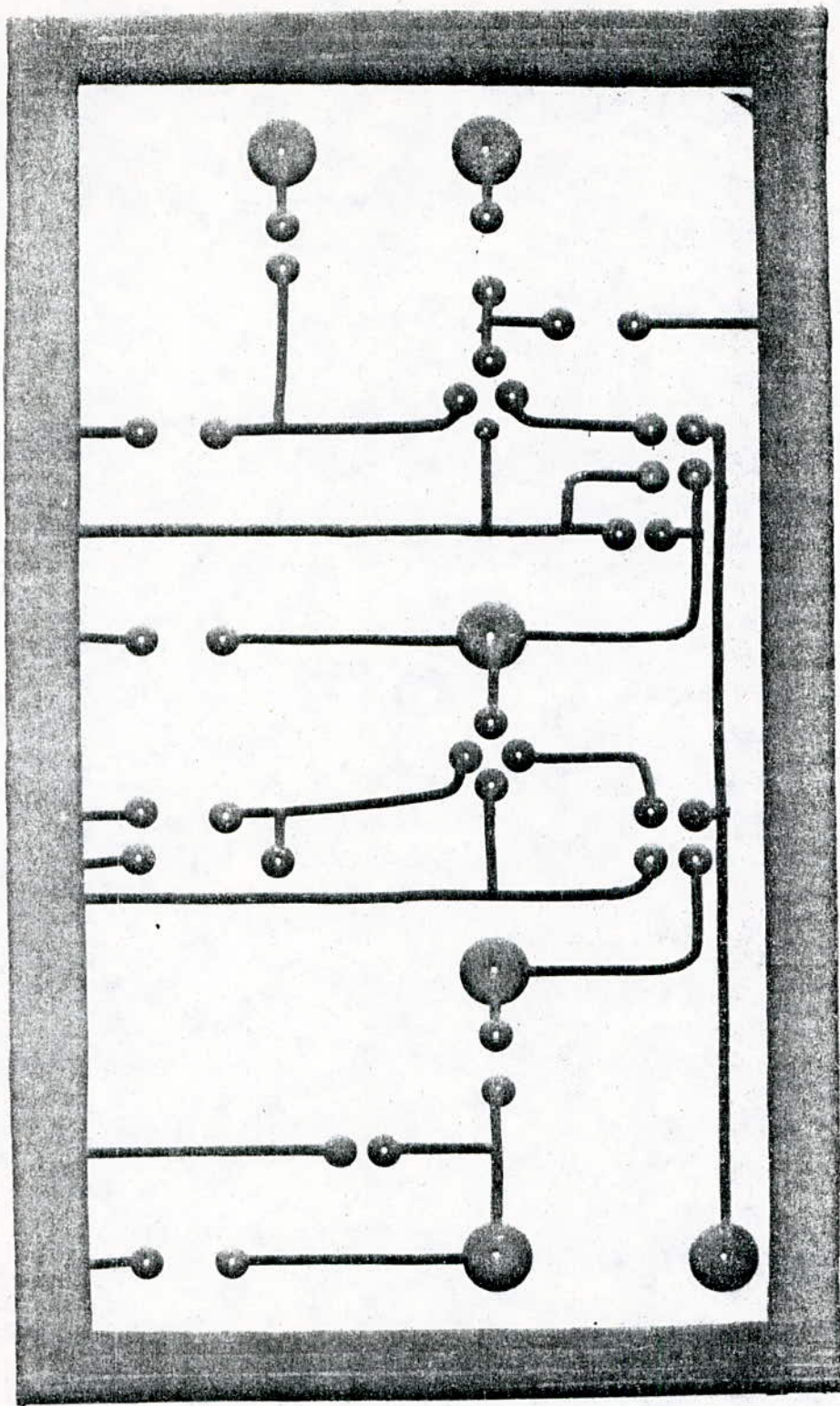


Schema definitif du Modulateur - Demodulateur AM



MODULATEUR / DEMODULATEUR AM





CONCLUSION

Malgré les problèmes d'ordre matériel on a réalisé des maquettes plus compétitives que celles qui existaient auparavant, du fait qu'elles ont été exécutées sur circuits imprimés et avec des circuits intégrés.

D'autre part on a su d'une façon concrète la différence qui existe entre le côté théorique qu'on a eu l'occasion de développer tout au long de notre formation et le côté pratique qui reste encore perfectible

Bibliographie

- R. DAMAY : Les OSCILLATEURS
 (DUNOD) Générateurs et Synthétiseurs de
 Signaux
- S. CŒURDACIER : ELECTRONIQUE
 (DUNOD) amplification HF - réaction
- H. LILEN : Principes et applications des C.I. linéaire
 REVUE : Electronique Application N° 41
 " : RADIOPLAN N° 56
- NATIONAL SEMICONDUCTOR
- D. BENSOUSSAN : La Modulation
 (DUNOD)
- J. AUVRAY : Electroniques des signaux analogiques
 (DUNOD)