

UNIVERSITE D'ALGER

ELECTRONIQUE

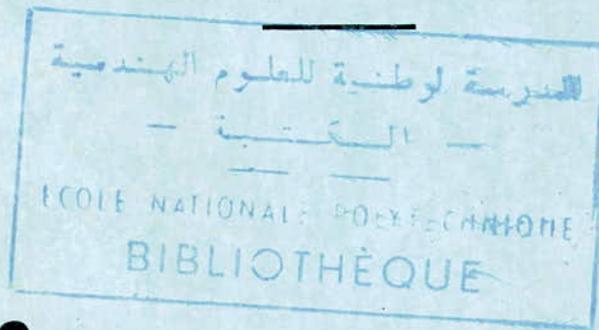
5/77

Ecole Nationale Polytechnique

1 ex

Département d'Electricité

PROJET de FIN D'ETUDES



ASSERVISSEMENT
DE SOURCE HYPERFREQUENCE
UR UNE CAVITE RESONNANTE

Proposé par :

Ph. SINTES

Etudié par :

Ch. ARIBI

Sm. BOUAZDI

PROMOTION 1977

UNIVERSITE D'ALGER

Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electricité

PROJET de FIN D'ETUDES

**ASSERVISSEMENT
DE SOURCE HYPERFREQUENCE
SUR UNE CAVITE RESONNANTE**

Proposé par :

Ph. SINTES

Etudié par :

Ch. ARIBI

Sm. BOUAZDI

PROMOTION 1977

A toutes celles et à ceux
qui ont fait de notre
cheminement dans le
traitement du signal
une merveilleuse prome-
nade, nous dédions cet
ouvrage.

* Ch. ARIBI

* Sm. BOUAZDI

II-) na ///) BRE

IIE dédie ce modeste travail.

Ch. ARIBI

Je dédie ce modeste travail,

à ma femme et mon fils ; avec tout mon amour.

Sm. BOUZDI

* ///ous tenons à remercier toutes les personnes qui ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce projet.

* ///ous remercions particulièrement Monsieur Ph. SIMTES pour la proposition du sujet et pour l'aide qu'il nous a apportée tout au long de nos travaux.

* □ue tous les professeurs ayant contribué à notre formation trouvent, dans le présent travail, l'expression de notre profonde reconnaissance.

* □ue tous nos amis (es) et collègues trouvent ici nos sincères remerciements pour leurs aides morales et matérielles.

Sm. BOUAZDI

Ch. ARIBI

S O M M A I R E

INTRODUCTION

I-Position du problème.....	I
2-But du projet.....	2

NOTION SUR LES CAVITES ELECTROMAGNETIQUES

I-Définition.....	3
2-Coefficient de qualité "Q".....	4
3-Admittance vue du plan de couplage d'une cavité.....	4
4-Courbes de résonance.....	6
a) Cavité montée en réflexion-absorption.....	6
b) Cavité montée en transmission.....	10
c) Conclusion.....	13

PRINCIPE DU STABILISATEUR A MODULATION DE FREQUENCE

I-Généralités.....	14
2-Fonctionnement général.....	17
3-Approche à notre système de stabilisation.....	19
4-Principe du dispositif proposé.....	21

ETUDE DETAILLEE DU STABILISATEUR

I-Amplificateur alternatif.....	23
II-Oscillateur à pont de Wien.....	26
III-Inverseur.....	31
IV-Atténuateur-Déphaseur.....	31
V-Monostable ou Univibrateur.....	35
V-1 Schéma d'un monostable.....	35
V-2 Choix d'un monostable à circuit intégré.....	41
VI-Echantillonneur bloqueur.....	44
VII-Amplificateur différentiel.....	48
VIII-Mélangeur.....	51
IX-Schéma électronique et explications détaillées du fonctionnement du stabilisateur.....	53

<u>REALISATION PRATIQUE</u>	63
-----------------------------------	----

<u>CONCLUSION</u>	64
-------------------------	----

Equations de Maxwell.....	Annexe 1
Amplificateur Opérationnel SF.C2748M.....	Annexe 2
Monostable SN74 121F.....	Annexe 3

III INTRODUCTION

1 - Position du problème.

Les cavités résonnantes sont utilisées en hyperfréquences pour diverses études de matériaux.

Pour de telles études, un dispositif permettant de maintenir automatiquement l'accord entre le générateur et la cavité est très précieux (Fig. 1 a).

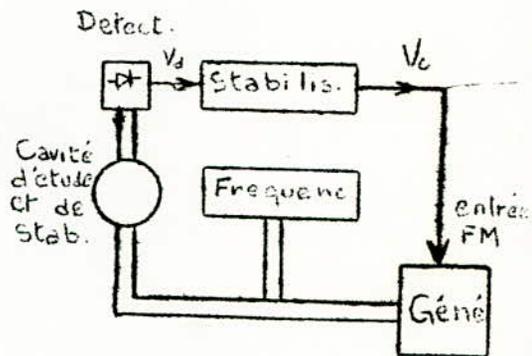


Fig. 1 a.

Entre autre les sources hyperfréquences présentent des fluctuations inhérentes à leur conception (dérive en fréquence en fonction de la température, délai de stabilisation relativement important); un autre intérêt du stabilisateur de fréquence est de corriger les fluctuations en vue d'une utilisation quelconque de l'onde hyperfréquence (Fig. 1 b).

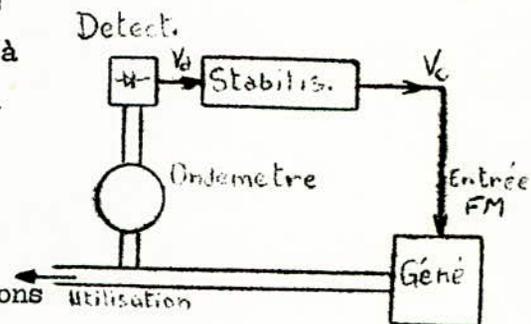


Fig. 1 b.

Les premières descriptions d'un tel dispositif étaient autrefois adaptées au contrôle de la fréquence d'un klystron.

Le réflecteur, qui permet ce contrôle de fréquence est toujours porté à un potentiel élevé, et le stabilisateur est placé en série dans le fil d'alimentation du réflecteur.

Il s'ensuit des difficultés d'isolement entre les différents étages du stabilisateur.

Les sources actuelles à état solide n'utilisent plus de haute tension et le stabilisateur prévu pour les commander ne reçoit pas d'attention particulière quant à l'isolement.

Toutefois il est toujours possible d'adjoindre au précédent dispositif un étage d'isolement, à photocoupleur par exemple, pour commander le réflecteur d'un klystron.

2 - But du projet.

Le générateur (Hewlett - Packard 8620 A) à diode Gunn proposé, présente une dérive en fréquence en fonction de la température (environ 1 MHz/°c) et un délai de stabilisation relativement important (20 à 30 minutes). Un stabilisateur de fréquences les rend négligeables.

En réalisant un appareil utilisant uniquement des circuits intégrés nous avons voulu poursuivre l'évolution qui a conduit de l'utilisation des tubes électroniques (Daniels, 1961) à celle des transistors (Jung, 1960 George et Tearey, 1960) puis des circuits intégrés (Berry, 1965 Miller, 1976).

NOTION SUR LES CAVITES ELECTROMAGNETIQUE

1 - Définition.

On sait que, dans le domaine des micro-ondes, l'énergie électromagnétique est véhiculée à l'aide de guides d'ondes et que des impédances peuvent être réalisées en y interposant des "obstacles".

Mais comment peut on obtenir un élément qui jouera le rôle du circuit accordé classique et qui, désaccordé, fournira aussi des impédances ?

Ce problème est résolu, en ondes métriques, à l'aide de tronçons de lignes de transmission. En micro-ondes on peut aussi résoudre le problème en utilisant des tronçons de guides d'ondes, fermés de part et d'autre par des plaques métalliques. Ces boîtes métalliques presque totalement fermées constituent alors des cavités électromagnétiques.

Quoiqu'il en soit, on montre qu'à l'intérieur de ces cavités, des oscillations électromagnétiques peuvent exister et ceci pour des fréquences bien déterminées, qui sont justement les fréquences de résonance.

Comme dans le cas d'un tronçon de ligne accordé, une cavité résonnante est le siège d'ondes stationnaires et on y trouve emmagasinée une certaine quantité d'énergie électromagnétique.

Les guides d'ondes posent essentiellement un problème de propagation guidée (transmission d'énergie), tandis que les cavités résonnantes constituent un problème d'ondes stationnaires (à énergie localisée).

Une définition plus générale de la cavité peut s'énoncer comme suit : Nous appelons cavité électromagnétique un volume, vide ou contenant des matériaux diélectriques, limité par des parois conductrices, dans lequel des oscillations électromagnétiques peuvent exister.

(4)

2 - Coefficient de qualité "Q".

Une **résonance** est une oscillation entre de l'énergie cinétique et de l'énergie potentielle.

Cette oscillation durerait indéfiniment dans une enceinte fermée sans pertes intenses ; en réalité à chaque oscillation une partie de l'énergie se dissipe sous forme de chaleur, par effet Joule dans les parois non infiniment conductrices de l'enceinte et par pertes diélectriques dans le milieu diélectrique interne.

Soit P_0 cette perte d'énergie

Soit W_t l'énergie totale dans la cavité

2.1) On définit le coefficient de surtension interne par :

$$Q_0 = 2 \sqrt{\frac{W_t}{P_0}}$$

Si la cavité est couplée au milieu extérieur ; passif il existe par oscillation une perte d'énergie P_1 due au rayonnement par le ou les couplages.

2.2) On définit le coefficient de surtension extérieur par :

$$Q_E = 2 \sqrt{\frac{W_t}{P_1}}$$

2.3) On définit également le coefficient en charge "Q_L" par :

$$Q_L = 2 \sqrt{\frac{W_t}{P_0 + P_1}}$$

Ce qui conduit à

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_E}$$

3 Admittance vue du plan de couplage d'une cavité.

Soit une ligne monomode couplée à une cavité C, un générateur émettant de l'énergie à une fréquence proche d'une fréquence de **résonance** f_0 de la cavité.

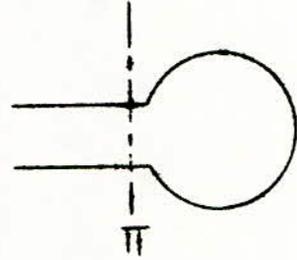
e la tension en $\overline{\overline{\quad}}$

i le courant en $\overline{\overline{\quad}}$

tels que $\frac{ei^*}{2}$ représente la puissance transmise à travers $\overline{\overline{\quad}}$.

$Y = G + jB$ l'admittance dans le plan $\overline{\overline{\quad}}$.

$Z = R + jX$ l'impédance dans le plan $\overline{\overline{\quad}}$.



Le théorème de conservation de l'énergie conduit à écrire :

$$ei^* = 4j\omega (W_H - W_E) + 2P$$

ou

$$ei^* = - \int_{(S)} \mathbf{E} \wedge \mathbf{H}^* dS$$

W_H est l'énergie magnétique moyenne emmagasinée soit

$$\frac{1}{4} \int_{(V)} \mu \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} dV$$

W_E est l'énergie électrique moyenne emmagasinée soit

$$\frac{1}{4} \int_{(V)} \epsilon \mathbf{E}^* \cdot \mathbf{E} dV$$

en tenant compte de $i = Y.e$ et $e = Z.i$

on obtient

$$B = \frac{4\omega (W_E - W_H)}{e^* \cdot e}$$

$$G = \frac{2P}{e^* \cdot e}$$

$$X = \frac{4\omega (W_H - W_E)}{i \cdot i^*}$$

$$R = \frac{2P}{i \cdot i^*}$$

Il est intéressant de connaître les variations de B et de X en fonction de la fréquence.

Le calcul est fait par différentiation des formules de Maxwell (Voir annexe 1.) en posant :

* que les pertes dans la cavité sont faibles

* que le plan $\sqrt{\quad}$ correspond au plan de couplage

$$\begin{aligned} \text{Soit } \vec{\text{Rot}} \vec{H} &= j\omega \epsilon \vec{E} \\ \vec{\text{Rot}} \vec{E} &= -j\omega \mu \vec{H} \\ W_T &= W_H + W_E \end{aligned}$$

dans ces conditions on obtient

$$\frac{dB}{d\omega} = -\frac{4 W_t}{e \cdot e^*} \quad \frac{dX}{d\omega} = \frac{4 W_t}{-1 \cdot i^*}$$

ces relations combinées avec les précédentes fournissent les équations recherchées :

$$\frac{dB}{df} = \frac{2G Q_0}{f} \quad \frac{dX}{df} = \frac{2R Q_0}{f}$$

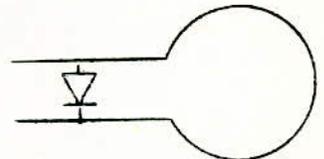
4 - Courbes de résonance.

a) cavité montée en réflexion - Absorption.

les calculs de la courbe de résonance varient légèrement d'un montage à l'autre.

Dans le montage (1) : un cristal est placé devant la cavité ; en dehors de la résonance, la ligne est adaptée, le couplage de la cavité se transforme en une admittance nulle dans le plan du cristal.

A la résonance la conductance G de la cavité se transforme en 1/G dans le plan du cristal, il y a partage de puissance entre le cristal et cette conductance d'où diminution de la



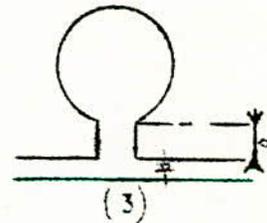
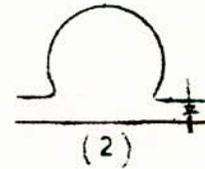
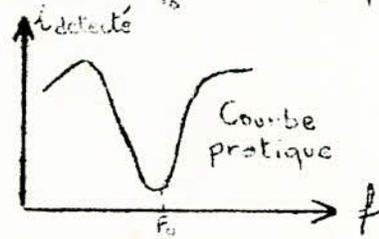
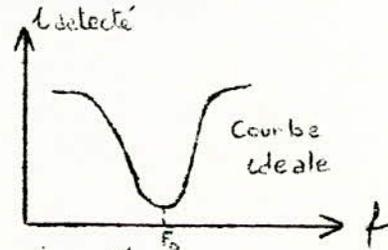
(1)

lecture suivant la courbe idéale, en réalité on obtient une courbe déformée due à la mauvaise adaptation du cristal.

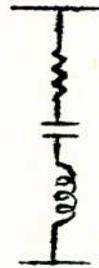
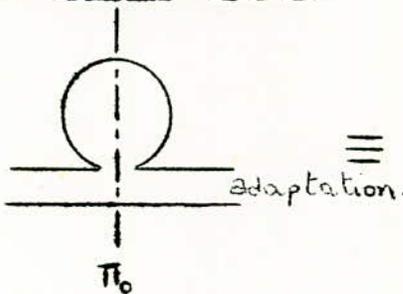
Les montages (2) et (3) sont équivalents ; la longueur "d" de ligne n'existant que pour des raisons mécaniques, l'effet de la longueur "d" réduit la bande pour laquelle la courbe est symétrique.

Dans le montage (2) : Nous supposons que :

- * le couplage de la cavité est un obstacle shunt sur la ligne
- * la branche cristal est adapté (pas de réflexion).
- * la source dans la branche d'alimentation n'est pas influencée par la cavité.



4.a.1. Schéma équivalent.



$$\text{en } \sqrt{\pi_0} \text{ on a } Y_{\text{totale}} = 1 + Y_{\text{cav}}$$

$$= 1 + 1/Z_{\text{cav}}$$

$$\text{avec } Z_{\text{cav}} = R + jX$$

Les points de résonance sont successivement R_0, R_1, R_2 , - représentant

$$Z_{cav}, Y_{cav}, Y_T$$

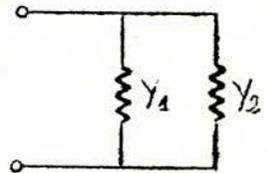
4.a.2. Courbe de résonance.

4.a.2.1. calcul préliminaire.

Nous résoudrons tout d'abord le problème suivant :

soit une ligne sans perte véhiculant une onde incidente de puissance P dans un plan $\sqrt{\epsilon}$.

L'admittance totale mesurée Y_T est la somme de deux admittances Y_1 et Y_2 correspondant à un branchement en shunt de deux circuits différents. Quelle est la puissance absorbée par chacune des admittances.



Les formules de partage des puissances se traduisent aisément de la relation donnant : la puissance P absorbée par un dipole.

* Si U est la tension complexe aux bornes de ce dipole

* si I est le courant le traversant

on sait que
$$P = \frac{1}{2} U \cdot I^*$$

d'après la définition $Y = \frac{I}{U}$ $I = U \cdot Y$ $I^* = U^* \cdot Y^*$

la puissance absorbée dans Y_1 est donc :

$$P_{Y_1} = \frac{1}{2} u \cdot u^* \cdot Y_1^*$$

u est la tension totale aux bornes de ce dipole.

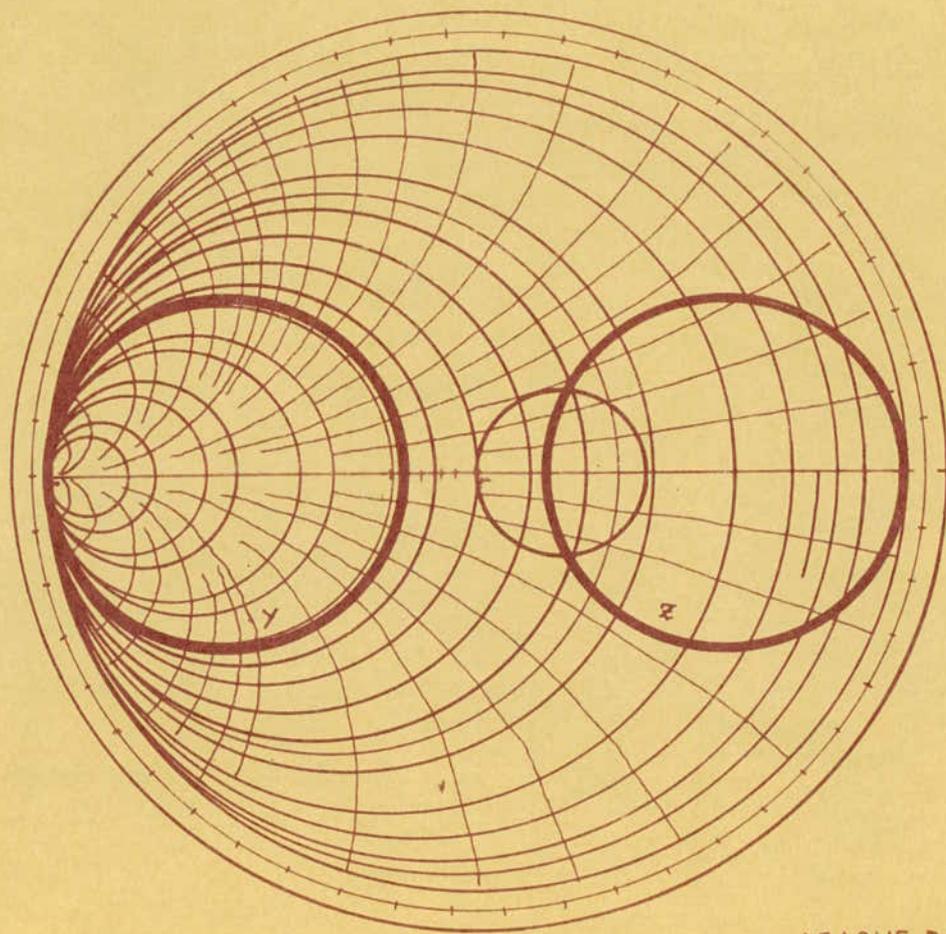
Si " a " est l'amplitude complexe de l'onde incidente dans la ligne ;

la puissance incidente est :

$$P_0 = \frac{1}{2} a \cdot a^*$$

Si ρ_T est le coefficient de réflexion total dû aux deux admittances Y_1 et Y_2 terminant la ligne ; la tension totale u est de la forme :

$$u = a (1 + \rho_T)$$



ABAQUE DE SMITH . —

e_T est relié à Y_1 et Y_2 par :

$$e_T = \frac{1 - Y_T}{1 + Y_T}$$

où $Y_T = Y_1 * Y_2$

on a donc $u = a \cdot \frac{2}{1 + Y_T}$ d'où

$$P_{Y_1} = \frac{1}{2} a \cdot a^* \frac{u Y_1^*}{(1 + Y_T) (1 + Y_T)^*}$$

$$P_{Y_1} = \frac{4 Y_1^* P_0}{(1 + Y_T) (1 + Y_T)^*}$$

4.a.2.2. Courbe de resonance.

En résumé si dans un plan $\sqrt{\quad}$ deux admittances s'ajoutent

$$Y_T = Y_1 + Y_2$$

Si P_0 est la puissance incidente, les puissances suivantes sont absorbées par les admittances :

$$P_{Y_1} = \frac{4 Y_1^*}{(1 + Y_T) (1 + Y_T)^*} P_0$$

$$P_{Y_2} = \frac{4 Y_2^*}{(1 + Y_T) (1 + Y_T)^*} P_0$$

compte tenu de ces formules on peut calculer la puissance absorbée par la branche adaptée.

$$P_1 = \frac{4 P}{(2 + Y_{cav}) (2 + Y_{cav}^*)}$$

en tenant compte de $Q_0 = \frac{f}{2R} \frac{dX}{df}$

et en posant $\delta = \frac{-df}{f}$

(10)

on trouve :
$$P_1 = \frac{4 (R^2 + 4 R^2 \delta^2 Q_0^2)}{(1 + 2R)^2 + 16 R^2 \delta^2 Q_0^2} P$$

La courbe $P_1 = P_1(\delta)$ est symétrique par rapport à $\delta = 0$

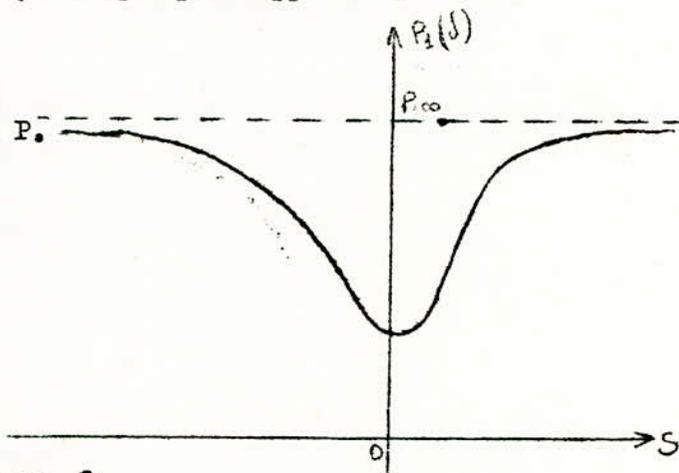
Si $\delta = \infty$ $P_{1\infty} = P$

Si $\delta = 0$ $P_{10} = \left(\frac{2R}{1+2R}\right)^2 P$

On remplace R par $1/\beta$;

coefficient de couplage

$$P_{10} = \frac{4P}{(2+\beta)^2}$$



on voit l'influence directe de β
sur la diminution de lecture.

4.a.2.3. Largeur de Bande.

On la définit comme l'intervalle de fréquence symétrique autour de $\delta = 0$ pour lequel la diminution de puissance est égale à la moitié de la diminution maximum.

soit $P_1 = P_{1\infty} - \frac{1}{2} (P_{1\infty} - P_{10}) = \frac{1}{2} (P_{1\infty} + P_{10})$

cé qui conduit à :
$$\delta_1 = \frac{2R + 1}{4RQ_0} = \frac{2 + \beta}{4Q_0}$$

La largeur de bande est donc égale à $2 \delta_1 f$.

Soit :
$$B = \left(\frac{2 + \beta}{2Q_0} \right) f$$

B dépend de Q_0 et du coefficient de couplage β , plus P_{10}/P est faible plus β est grand et plus β est grand plus la largeur de bande s'accroît.

b) Cavité montée en transmission.

Ici aussi il existe différents types de couplages

Nous n'étudierons que le premier montage,
le second se traitant en utilisant les
mêmes raisonnements.

soit donc :

une cavité avec deux couplages en Γ_1
et Γ_2 .

G la conductance en Γ_1 .

P_0 les pertes à l'intérieur de la cavité.

P_1 la puissance incidente.

P_2 les pertes par le couplage en Γ_2 .

W_T l'énergie totale dans la cavité.

Q_0 le coefficient de surtension interne de la cavité.

Q_{01} le coefficient de surtension interne vu en Γ_1 .

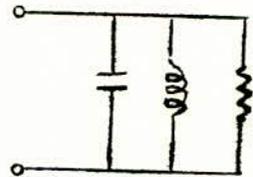
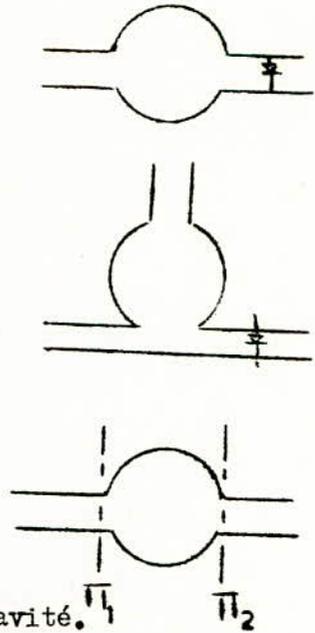
En Γ_1 l'admittance en fonction de la fréquence, décrit un cercle

$$Y = G + jB$$

on a un schéma équivalent de la forme

$$\text{avec } Q_0 = \frac{2 \Gamma f W_T}{P_0}$$

$$\text{et } Q_{01} = \frac{2 \Gamma f W_T}{P_0 + P_2}$$



4.b.1- Courbe de transmission.

$$P_2 = (P_0 + P_2) \frac{(Q_0 - Q_{01})}{Q_0}$$

Or la puissance $P_0 + P_2$ est égale à la puissance absorbée par une
admittance $G + jB$ placée en Γ_1 , à $G + jB$ correspond un coefficient
de réflexion

$$\rho = \frac{1 - G - jB}{1 + G + jB}$$

La puissance absorbée est donc :

$$P_1 (1 - \rho\rho^*) = P_1 \left(\frac{4G}{(1+G)^2 + B^2} \right)$$

or, on a $\frac{dB}{df} = \frac{2GQ_{o1}}{f}$

en confondant B et dB on a :

$$B = 2GQ_{o1} \frac{df}{f} = 2GQ_{o1} \delta$$

ce qui conduit à :

$$P_0 + P_2 = P_1 (1 - \rho\rho^*) = P_1 \frac{4G}{(1+G)^2 + 4G^2 Q_{o1}^2 \delta^2}$$

Puisque $P_2 = (P_0 + P_2) \frac{(Q_0 - Q_{o1})}{Q_0}$

on a donc : $P_2 = \frac{Q_0 - Q_{o1}}{Q_0} P_1 \frac{4G}{(1+G)^2 + 4G^2 Q_{o1}^2 \delta^2}$

On pose $T(\delta) = \frac{P_2}{P_1}$ la fonction de transmission.

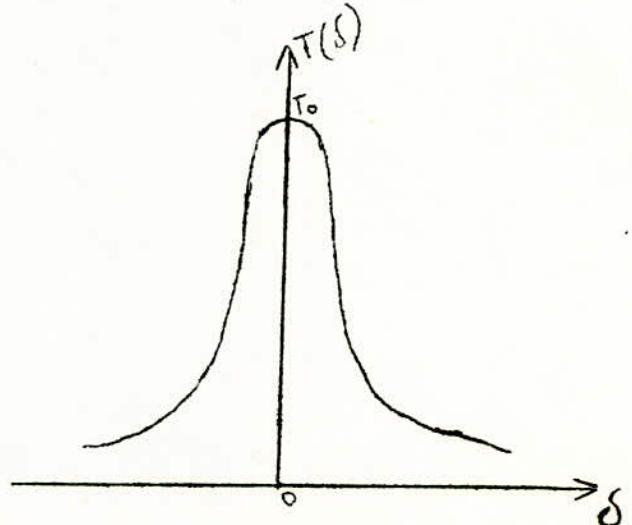
Si pour $\delta = 0$, $T(\delta) = T_0 = \frac{Q_0 - Q_{o1}}{Q_0} \cdot \frac{4G}{(1+G)^2}$

On peut donc écrire :

$$T(\delta) = T_0 \frac{1}{1 + \frac{4Q_{o1}^2 \delta^2}{(1+\beta)^2}}$$

avec $\beta = \frac{1}{G}$

et $T_0 = \frac{Q_0 - Q_{o1}}{Q_0} \cdot \frac{4\beta}{(1+\beta)^2}$



Ce qui signifie que la transmission est maximum, si $\beta = 1$ c'est à dire la ligne adaptée par la cavité à la résonance.

4.b;2. Largeur de bande.

Pour un Q_0 donné l'acuité de la résonance est d'autant plus forte que β est faible.

La largeur de bande B est la bande de fréquence symétrique par rapport à $\delta = 0$ pour laquelle aux deux extrémités la puissance transmise est moitié de T_0 .

$$\text{Soit : } T_1 = \frac{T_0}{2} = T_0 \frac{1}{1 + 4 Q_{01}^2 \frac{\delta_1^2}{(1 + \beta)^2}}$$

$$\text{On obtient : } \delta_1 = \frac{1 + \beta}{2 Q_{01}}$$

$$\text{donc } B = \frac{1 + \beta}{Q_{01}} f$$

l'expression de T (δ) devient :

$$T(\delta) = T_0 \frac{1}{1 + 4 \frac{f^2 \delta^2}{B^2}}$$

C) Conclusion.

Grace au rappel qui vient d'être fait ; nous avons pu remarquer un caractère assez important des cavités électromagnétiques :

leur équivalence avec " un circuit oscillant R.L.C. ".

Conformément à certaines études mathématiques assez élaborées (voir bibliographie) ; si un circuit oscillant est accordée sur une fréquence

f_r voisine de la fréquence de la porteuse f_0 ; en appliquant

au circuit un courant modulé en fréquence il en résulte à ses bornes une tension

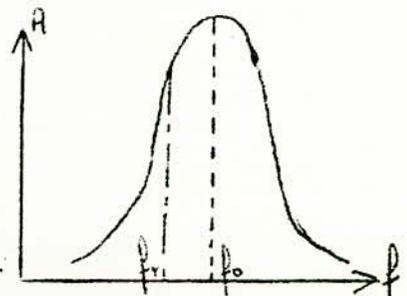
modulée en amplitude, ce qui représente la conversion de la modulation de

fréquence en modulation d'amplitude.

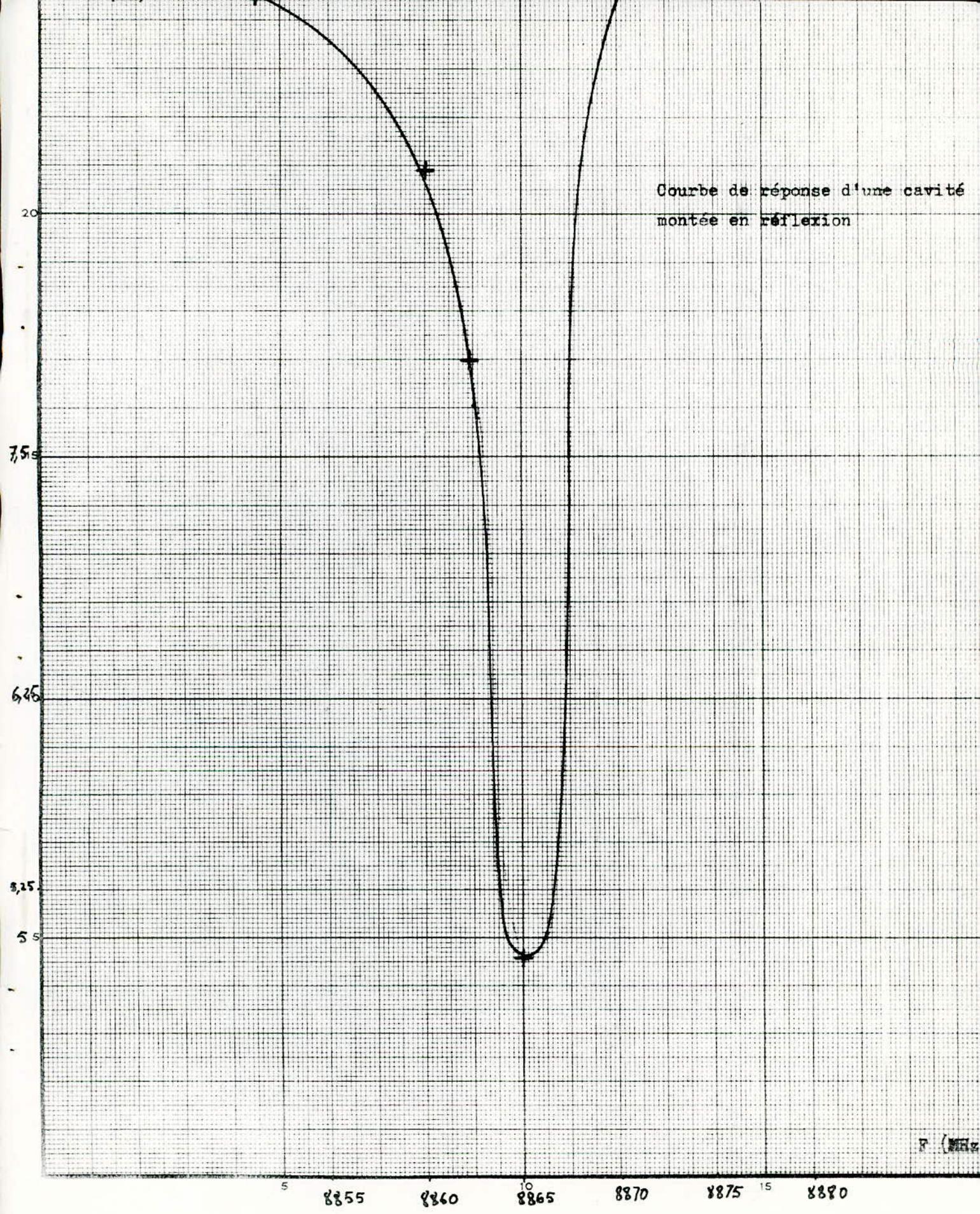
D'où un des caractères de la cavité électro-

magnétique qui sera à retenir est : sa "fonction discriminatrice" vis à

vis d'une onde F.M.



Courbe de réponse d'une cavité
montée en réflexion





PRINCIPE DU STABILISATEUR A MODULATION DE FREQUENCE.

La plupart des systèmes de commande automatique de fréquence fonctionnent en diminuant la différence entre la fréquence d'un générateur et celle d'un élément de référence.

Dans la plupart des applications on utilise une cavité résonnante qu'on peut considérer comme un système à fréquence absolue.

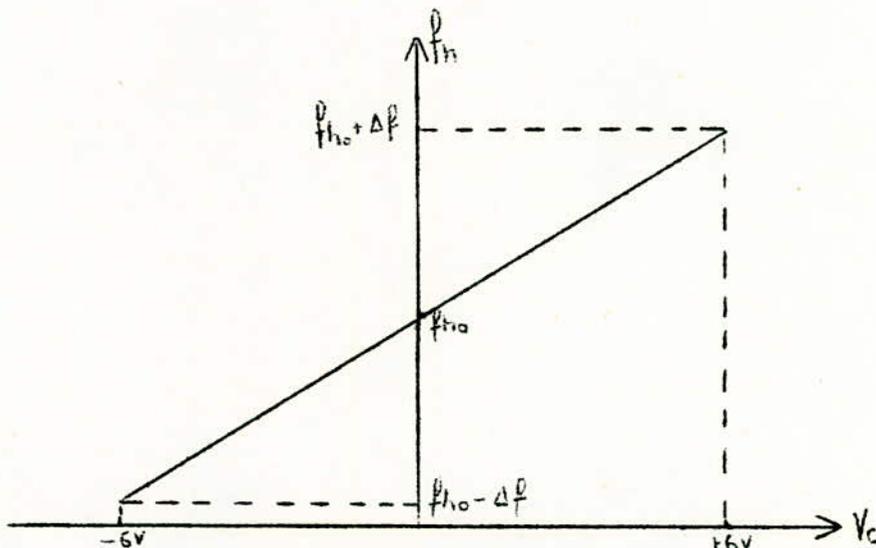
Le principe de base de l'asservissement réside dans la fonction discriminatrice de la cavité vis à vis d'une onde légèrement modulée en fréquence.

1 - Généralités.

Le générateur délivre une tension V_h à la fréquence f_h .

La référence de fréquence f_0 sera donnée par un résonnateur hyperfréquence.

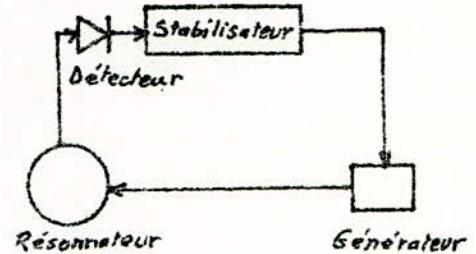
Puisque ce générateur hyperfréquence présente une prise notée F.M qui permet la variation de sa fréquence f_h avec une tension V suivant une fonction monotone et croissante $g(V)$ qui se réduit à une droite avec une très bonne approximation.



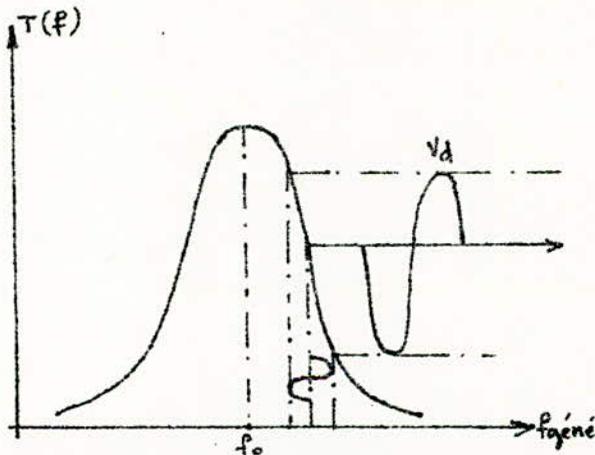
Réponse du générateur à un signal de modulation $g(V)$

Le montage de la figure suivante représente un générateur stabilisé en fréquence (Fig. 1).

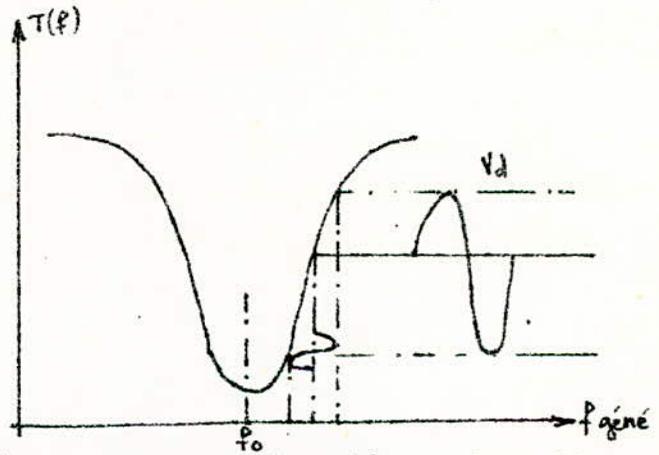
En modulant en fréquence l'onde délivrée par le générateur ; la cavité agissant en discriminateur aura pour rôle de "dériver" le signal modulé en fréquence, pour restituer une onde modulée en amplitude (Fig. 2).



(Fig. 1.)



* cas de la cavité montée en transmission.



* cas de la cavité montée en absorption réflexion.

(Fig. 2)

Effectivement puisque l'expression d'une onde modulée en fréquence peut s'écrire :

$$u(t) = A_0 e^{j \int \Omega(t) dt}$$

$$\Omega(t) = \Omega_0 + \Delta\Omega_0 g(t)$$

$g(t)$ étant la modulatrice, alors :

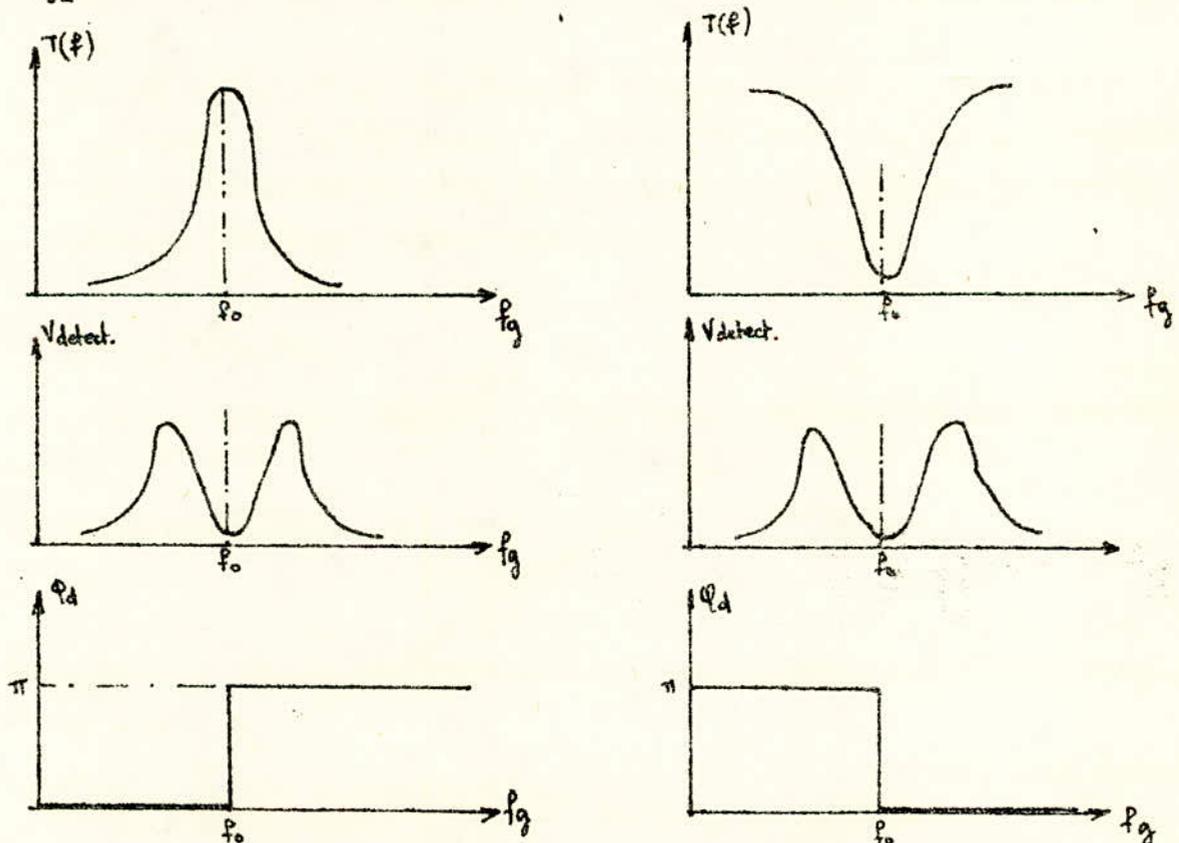
$$\frac{\partial u(t)}{\partial t} = (\Omega_0 A_0 + A_0 \Delta\Omega_0 g(t)) e^{j\Omega_0 t + j \int g(t) dt}$$

l'onde de sortie du résonateur comprend donc :

- * un terme constant $\Omega_0 A_0$
- * un signal modulé en amplitude $A_0 \Delta\Omega_0 g(t)$

On peut montrer que la tension détectée par la diode est une fonction de la fréquence et égale à un coefficient près à la dérivée

$\frac{\partial T(f)}{\partial f}$ où $T(f)$ est la caractéristique de transfert du résonateur (Fig.3)

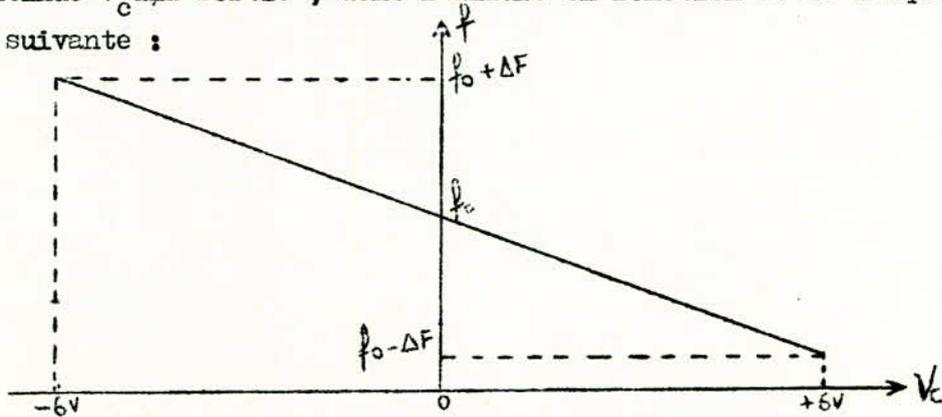


- cavité montée en transmission.

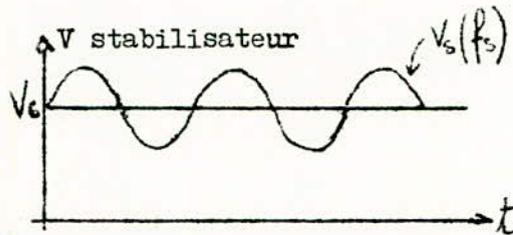
- cavité montée en réflexion ou en absorption.

Fig. 3.

Au vue de la réponse du générateur à un signal de modulation $g(V)$ (Fig. précédente) ; notre stabilisateur devra fournir une tension continue V_c à la sortie ; dont l'allure en fonction de la fréquence est la suivante :



En pratique ce stabilisateur devra fournir une tension V_s de fréquence f_s superposée au signal continu de valeur V_c .



f_0 est la fréquence de référence fournie par la cavité.

2. - Fonctionnement générale :

Afin d'expliquer d'une manière succinte le fonctionnement de base d'un stabilisateur, deux alternatives sont à notre disposition :

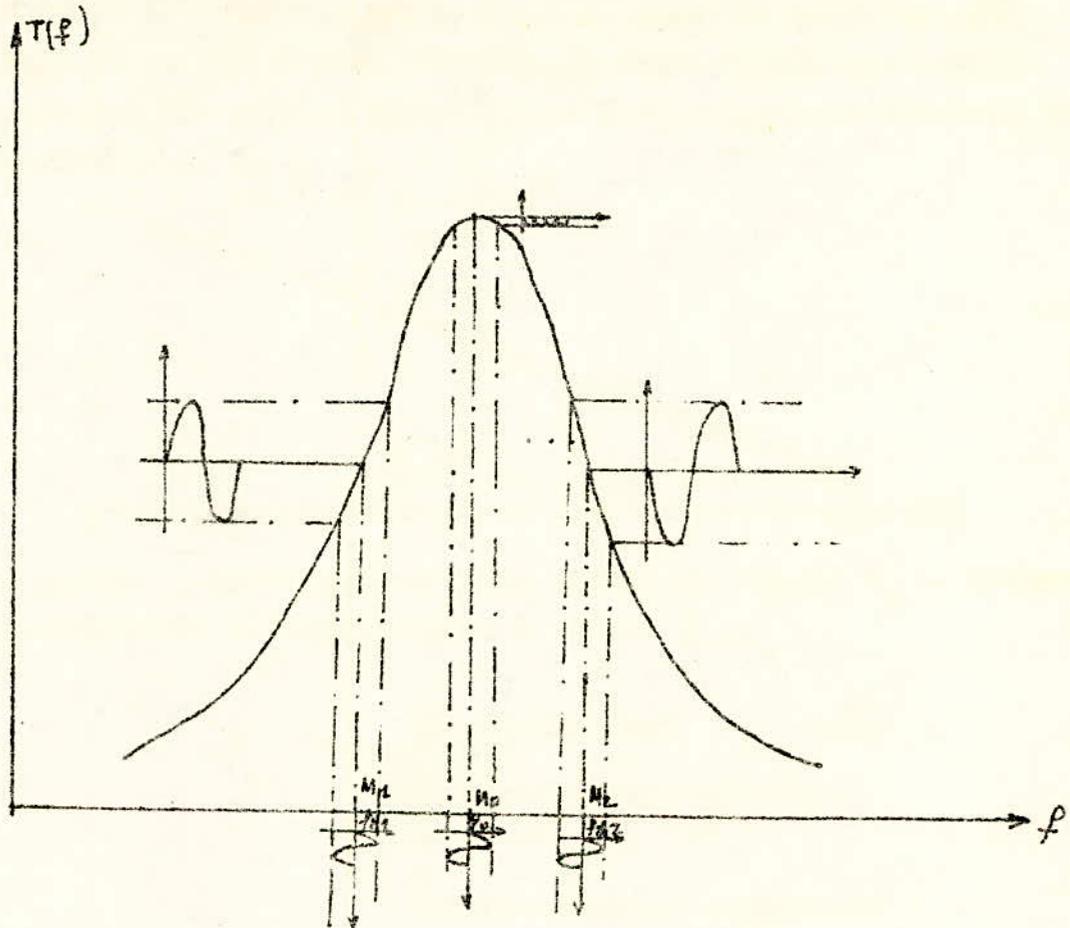
2.a. En considérant la fonction de transfert du résonateur.

considérons la configuration obtenue au niveau du détecteur.

si, à l'instant t , le point de fonctionnement de l'ensemble se situe en M_1 , à la fréquence f_{h_1} , une tension apparait aux bornes du détecteur en phase avec V_s .

D'une onde modulée en fréquence V_h , le résonateur donne une onde modulée en amplitude, dont le détecteur extrait la modulatrice V_d .

Le résonateur agit donc, avec la diode, en discriminateur de fréquence.



* Modulation de la puissance transmise par la cavité.

La tension V_d est transformée à l'aide du stabilisateur en une tension V_c , continue est positive qui, par l'intermédiaire de la fonction $g(V)$, agit sur la fréquence f_{h_1} et tend à l'augmenter.

Le point de fonctionnement M_1 a tendance à se rapprocher du point M_0 .

De même, pour un point de fonctionnement M_2 , la nouvelle tension V_d en opposition de phase avec V_g donne une tension V_c continue et négative qui ramène M_2 vers M_0 .

Ce point M_0 est le point stable de l'ensemble, car alors, $V_d = e$ et $V_c = e$ et f_{h_1} reste centrée sur f_0 .

En fait, V_d n'est pas nulle, mais minimale et dépend des caractéristiques du résonateur, donnant ainsi, la sensibilité de l'ensemble qui réalise donc un système asservi à détection de zéro.

2.b. En considérant la fonction de transfert du stabilisateur et la courbe de réponse du générateur à un signal de modulation $g(V)$.

Reportant sur un même graphe la courbe de réponse de l'entrée F.M du générateur hyperfréance, et celle que devra avoir notre stabilisateur.

Nous désirons stabiliser le générateur à la fréquence f_0 ; cette référence de fréquence est définie par la cavité résonnante. Lorsque le générateur délivre un signal à la fréquence f_0 , le stabilisateur fournira une tension V_c nulle.

Supposons que la fréquence délivrée a la valeur f_{h_0} , en se reportant sur la fonction de transfert du stabilisateur, cette fréquence met en évidence à la sortie une tension V_{c1}^+ ; cette tension appliquée à l'entrée F.M du générateur aura pour but de déplacer f_{h_0} en f_{h_1} ; donc la caractéristique du générateur va se déplacer pour passer par f_{h_1} ;

Cette même fréquence mettra en évidence à la sortie du stabilisateur une tension V_{c2}^+ qui appliquée au générateur lui permettra de fournir une nouvelle fréquence f_{h_2} et ainsi de suite par déplacements successifs de la fréquence, le dispositif se stabilisera à f_0 .

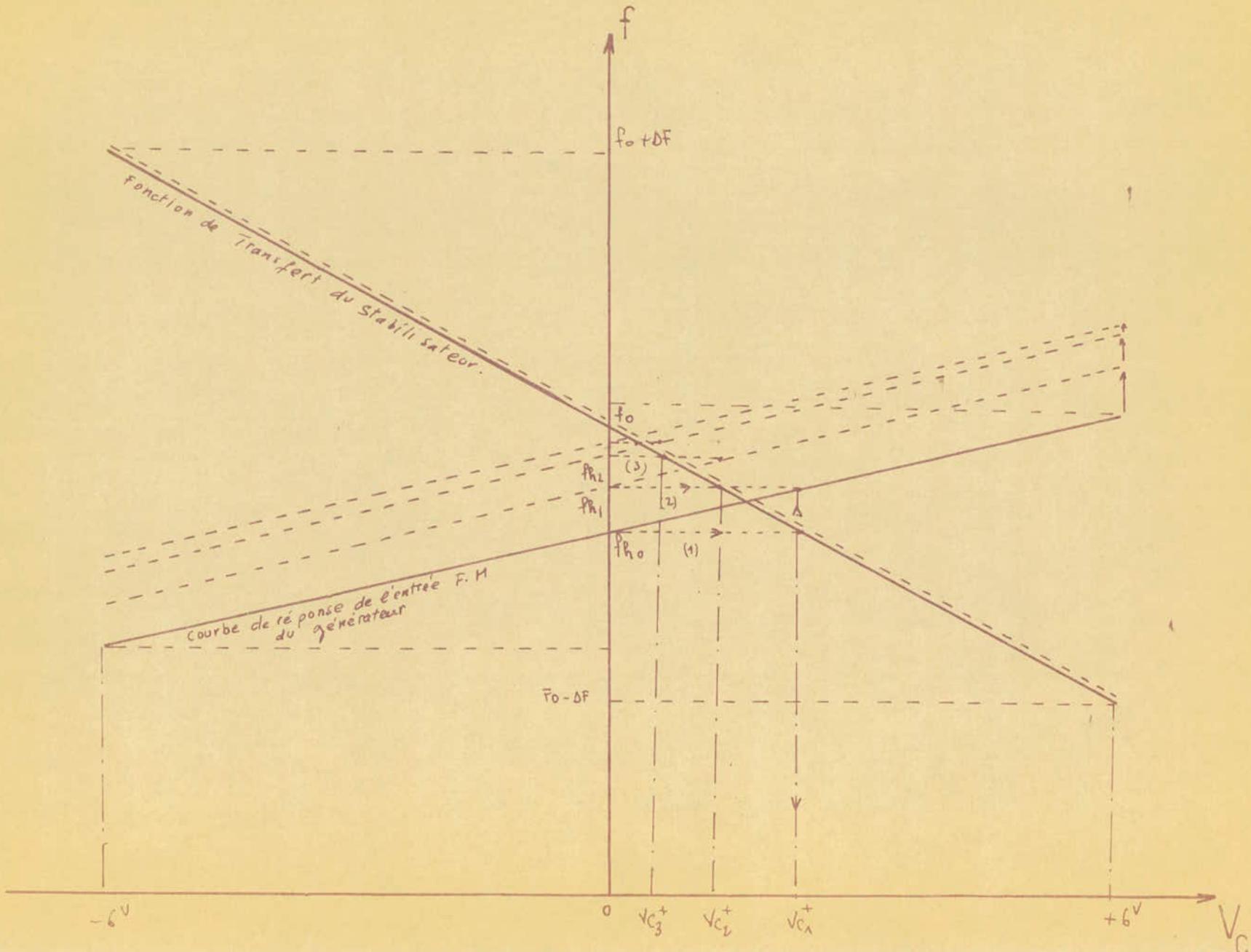
3 - Approche à notre système de stabilisation.

Une étude dans le genre que nous désirons entreprendre a été affectuée par Mr Piponiau (Thèse 3ème cycle en 1974).

Le schéma synoptique de son stabilisateur est donné en figure 1.

Le signal sinusoïdal produit par l'oscillateur sert, d'une part, de référence pour le multiplieur, d'autre part, à moduler légèrement la fréquence du générateur autour du point de fonctionnement.

Un déphaseur ajustable permet de compenser les déphasages introduits



par les différents étages de la boucle d'asservissement, de façon que les signaux e_d et e_m à l'entrée du multiplieur soient, soit en phase soit en opposition de phase (selon la position du point de fonctionnement par rapport à la fréquence centrale du mode de résonance de la cavité).

La figure 2 donne le principe de construction de la tension de correction. Les signaux appliqués aux entrées du multiplieur sont :

$$e_m = E_M \cos \omega_m t$$

$$e_d = E_d \cos (\omega_m t + \phi_d^m)$$

avec $\phi_d^m = 0$ ou π

le signal de sortie du multiplieur sera donc $K e_m e_d = K E_M E_d (\cos(2\omega_m t + \phi_d^m) + \cos \phi_d^m)$

la constante K du multiplieur est en générale égale à $0,1 \text{ V}^{-1}$

La suppression du terme de pulsation

$2\omega_m$ par filtrage conduit à la tension de correction recherchée:

$$V_c = K E_M E_d \cos \phi_d^m$$

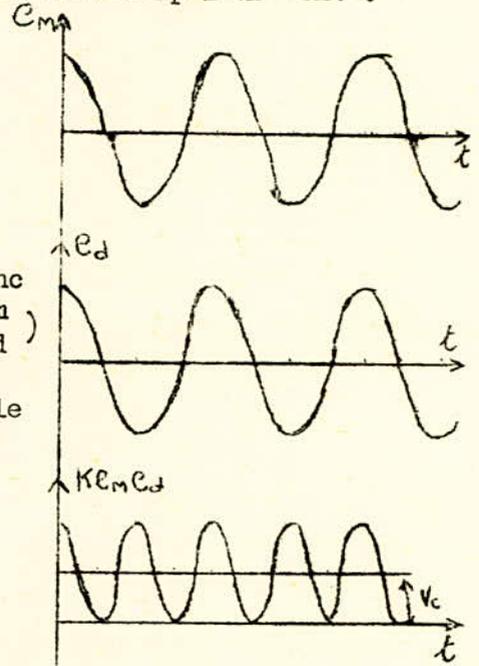


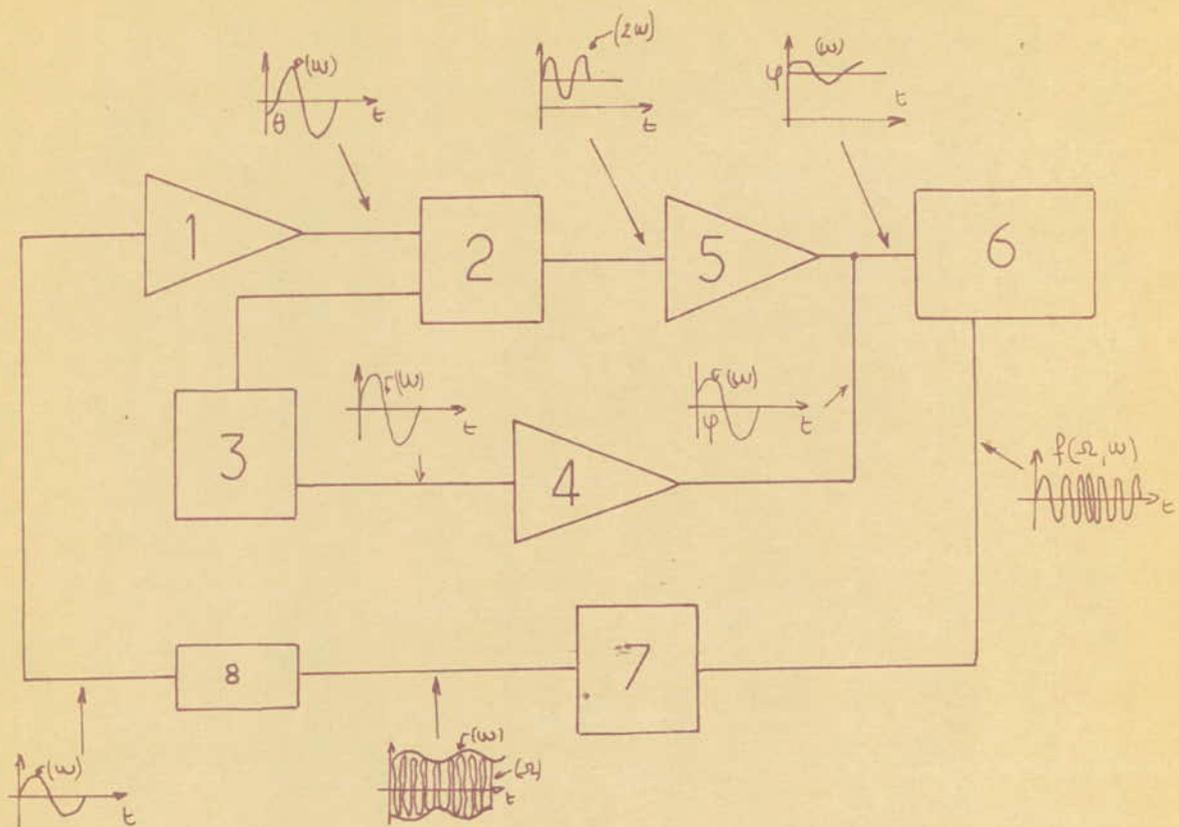
Fig. 2. Principe d'obtention de la tension de correction.

Un filtrage énergique est nécessaire pour extraire le signal continu de correction V_c auquel est superposé un signal alternatif de pulsation $2\omega_m$ et d'amplitude crête à crête $2V_c$.

Une variante (Fig. 3.) peut être obtenue en écrêtant le signal de modulation avant de l'admettre sur l'entrée du multiplieur.

Le signal de sortie du multiplieur est alors une sinusoïde redressée double alternance (pour un réglage correct de la phase) dont il faut extraire la composante moyenne par filtrage.

La nécessité d'un filtrage important allonge le temps de réponse de l'appareil.



- ① AMPLIFICATEUR
- ② MULTIPLIEUR
- ③ OSCILLATEUR
- ④ ATTENUATEUR - DEPHASEUR
- ⑤ FILTRE PASSE-BAS
- ⑥ GENERATEUR HYPERFREQUENCE
- ⑦ RESONATEUR HYPERFREQUENCE
- ⑧ DETECTEUR

FIG : 1.

SYNOPTIQUE d'une STABILISATION _

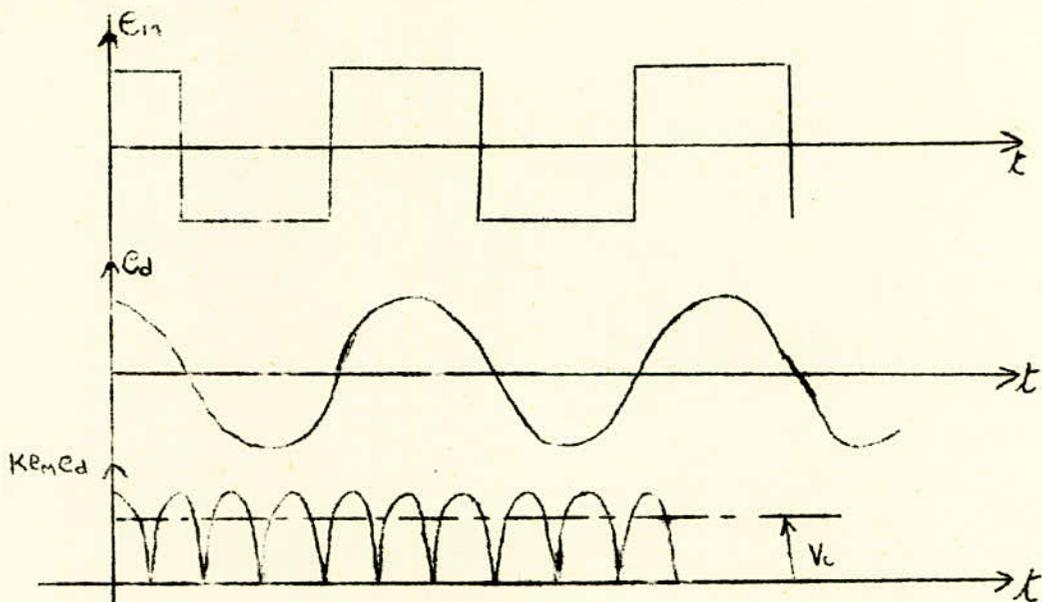


Fig. 3.

Pour combattre ce défaut on est conduit à augmenter la fréquence de modulation ; ce qui diminue la précision de la stabilisation.

4. Principe du dispositif proposé.

La conception du stabilisateur précédent présentant un temps de réponse assez important ; qu'il a fallu combattre en augmentant la fréquence de modulation nous a amené à étudier une autre alternative qui nous permet de choisir une fréquence de modulation assez basse sans dégradation des performances du stabilisateur.

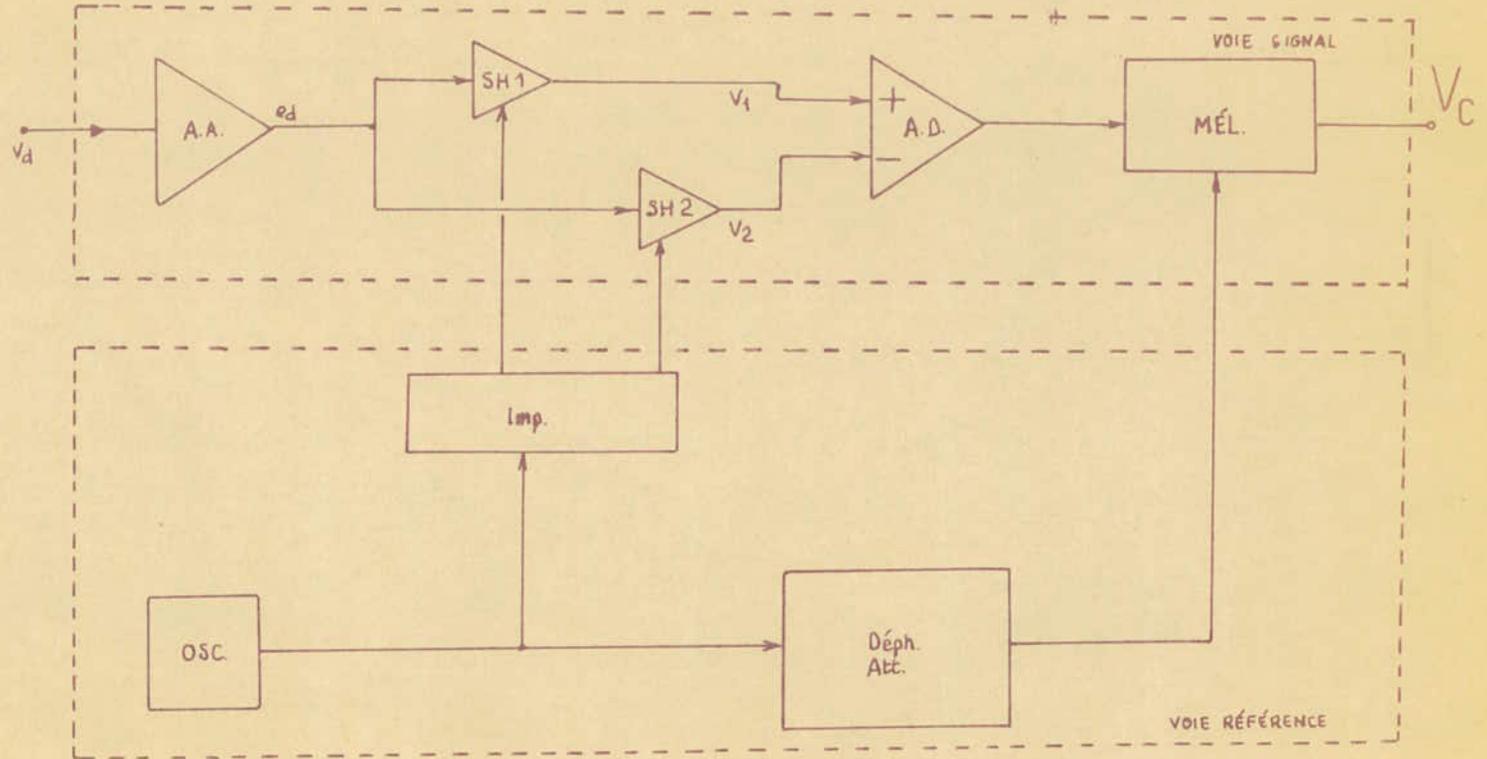
L'oscillateur délivre un signal sinusoïdal utilisé pour la modulation du générateur et pour la commande d'un générateur d'impulsions. Ce dernier délivre deux trains d'impulsions entrelacés.

Ces impulsions déclenchent l'échantillonnage du signal détecté et amplifié e_d .

Un déphaseur ajustable dans la voie référence permet de faire coïncider le moment de l'échantillonnage et l'instant où e_d passe par un extremum .

Le signal e_d est partagé entre deux voies symétriques.

Synoptique
d'un stabilisateur
à échantillonnage.

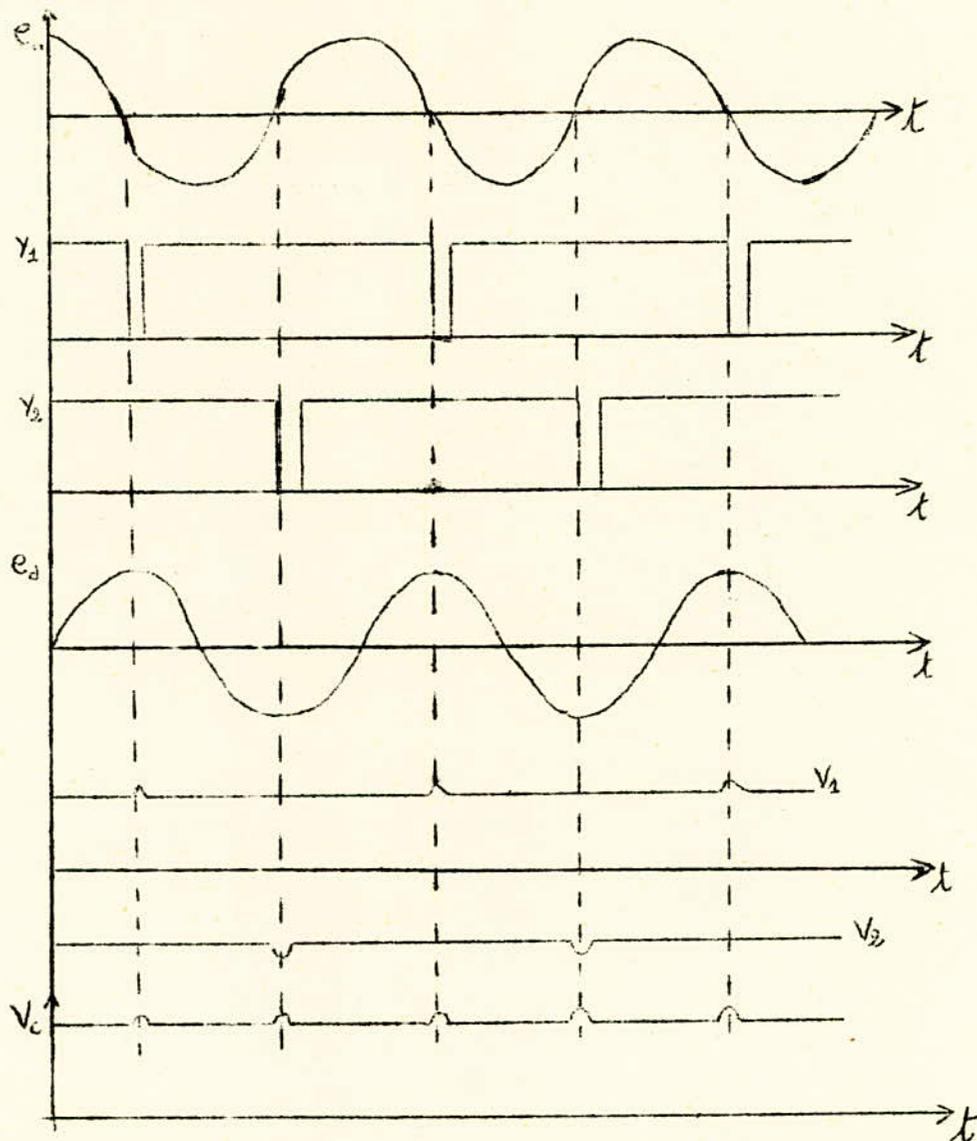


A.A. : amplif. alternatif
S.H. : échantillonneur bloqueur
A.D. : amplif. différentiel
MÉL. : mélangeur

OSC. : oscillateur sinusoïdal
IMP. : générateur d'impulsions
DÉPH. : déphaseur ajustable
ATT. : atténuateur variable

Il est échantillonné sur ses maximums dans une voie et sur ses minimums dans l'autre voie. Les deux voies sont ensuite recombinaées dans un amplificateur différentiel dont le signal de sortie est ainsi proportionnel à l'amplitude de la tension e_d , avec le signe + ou le signe - selon la phase du signal détecté e_d par rapport à la phase de la modulatrice ; c'est à dire selon que la fréquence du générateur est plus grande ou plus petite que la fréquence de résonance de la cavité.

On obtient directement, en grandeur et en signe, la tension de correction requise pour ramener la fréquence du générateur vers la fréquence de la cavité.



ÉTUDE DÉTAILLÉE DU STABILISATEUR

I - Amplificateur Alternatif.

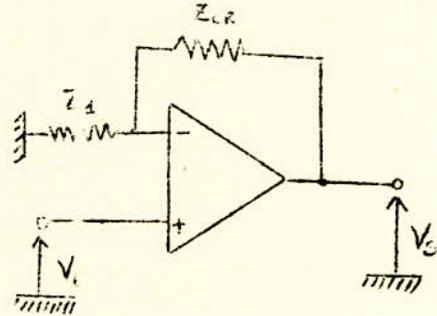
I.1 - Schéma de principe :

Si le signal à amplifier V_E est appliqué à l'entrée directe il se retrouve sans inversion de phase à la sortie.

Dans ce cas, la tension de sortie

V_S est donnée par :

$$V_S = V_E \frac{Z_1 + Z_{CR}}{Z_1}$$



En supposant le gain en boucle ouverte, de l'amplificateur opérationnel, infini (en pratique très grand).

D'où le gain du montage :

$$G = \frac{V_S}{V_E} = 1 + \frac{Z_{CR}}{Z_1}$$

I.2. Réalisation pratique et choix des éléments :

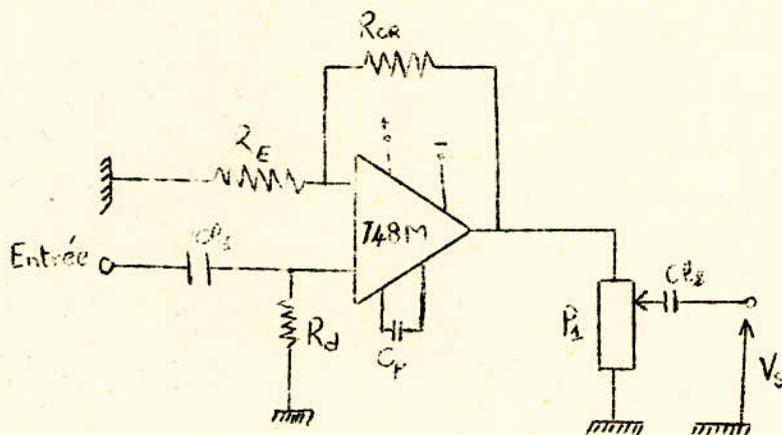
Nous avons utilisé comme amplificateur opérationnel un circuit intégré SFC 2748 M (voir annexe 2).

Ces caractéristiques sont les suivantes :

- * gain en tension très grand : 160.000
- * Impédance d'entrée : 0,8 MΩ
- * Polarisation : ± 15 V
- * consommation : 50 mW à ± 15 V

I.2.1. Schéma pratique.

Vue sa fonction l'amplificateur est monté en non inverseur, de plus, la valeur des signaux d'entrée étant relativement faible, un gain de 100 est des plus nécessaire.



* Pour réaliser la condition d'erreur minimale sur le gain il faut que :

$$Z_{AB} \geq 10 R_E$$

Z_{AB} = impédance différentielle d'entrée

$$\text{soit } Z_{AB} = 0,8 \text{ M}\Omega$$

$$\text{d'ou } R_E \leq 80 \text{ K}\Omega$$

$$\text{et } \frac{R_{cR}}{R_E} \neq 100$$

- * On a ajouté une capacité de liaison C_{11} pour éliminer une composante continue éventuelle de la tension d'entrée.
- * La résistance R_d sert de résistance de fuite pour l'entrée + , elle fournit à cette entrée le courant de polarisation nécessaire depuis la masse.
- * Le circuit intégré SFC 2748 M n'étant pas intérieurement compensé en fréquence, on dispose d'une compensation extérieure réalisée par C_p .

I.2.2. Choix des éléments.

Les valeurs pratiques donnant la meilleure stabilité de l'amplificateur sont les suivantes :

$$R_{cR} = 470 \text{ K}\Omega \quad P_1 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_E = 3,3 \text{ K}\Omega \quad C_{11} = 10 \text{ nF}$$

$$R_d = 3,3 \text{ K}\Omega \quad C_{12} = 100 \text{ nF}$$

La valeur de $C_p = 10 \text{ pF}$ a été fixé grâce aux caractéristiques de compensation en fréquence données par le constructeur.

II - Oscillateur à pont de WIEN.

II-1. Oscillateurs sinusoïdaux.

Le schéma général de principe d'un oscillateur est représenté à la figure 1.

Un tel montage est essentiellement constitué par un amplificateur dont une fraction de la tension de sortie est réinjectée en phase pour une fréquence F_0 donnée sur l'entrée.

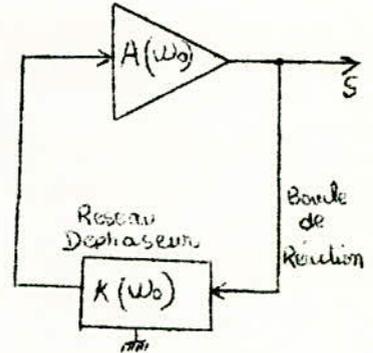


Fig. 1.

La condition générale pour que le montage entre en oscillation est :

$$A(\omega_0) \cdot K(\omega_0) \geq 1$$

* $A(\omega_0)$ gain de l'amplificateur à $f = F_0$

* $K(\omega_0)$ l'atténuation du réseau sélectif pour cette même fréquence.

Pour que l'oscillateur fonctionne il faut que l'atténuation $K(\omega_0)$ introduite par le réseau sélectif soit exactement compensé par le gain $A(\omega_0)$ de l'amplificateur :

$$A(\omega_0) \cdot K(\omega_0) = 1$$

Lorsqu'il y a excès de gain :

$$A(\omega_0) \cdot K(\omega_0) > 1$$

Le signal de sortie est affecté d'une distorsion harmonique. d'autant plus importante que l'excès de gain est plus grand.

Pour obtenir la réinjection en phase du signal de sortie vers l'entrée on dispose de différents moyens :

- * l'amplificateur déphase de $(-\pi)$ et le réseau déphaseur également.
- * l'amplificateur déphase de $(-\pi)$ et le réseau déphaseur de $(+\pi)$.
- * l'amplificateur ne déphase pas (amplificateur non inverseur) et le réseau déphaseur non plus.

Les deux premiers cas sont représentés par les oscillateurs dits à déphasage et le troisième par l'oscillateur à pont de WIEN.

II. 2. Schéma de principe de l'oscillateur à pont de WIEN.

II.2.1. Réseau de WIEN.

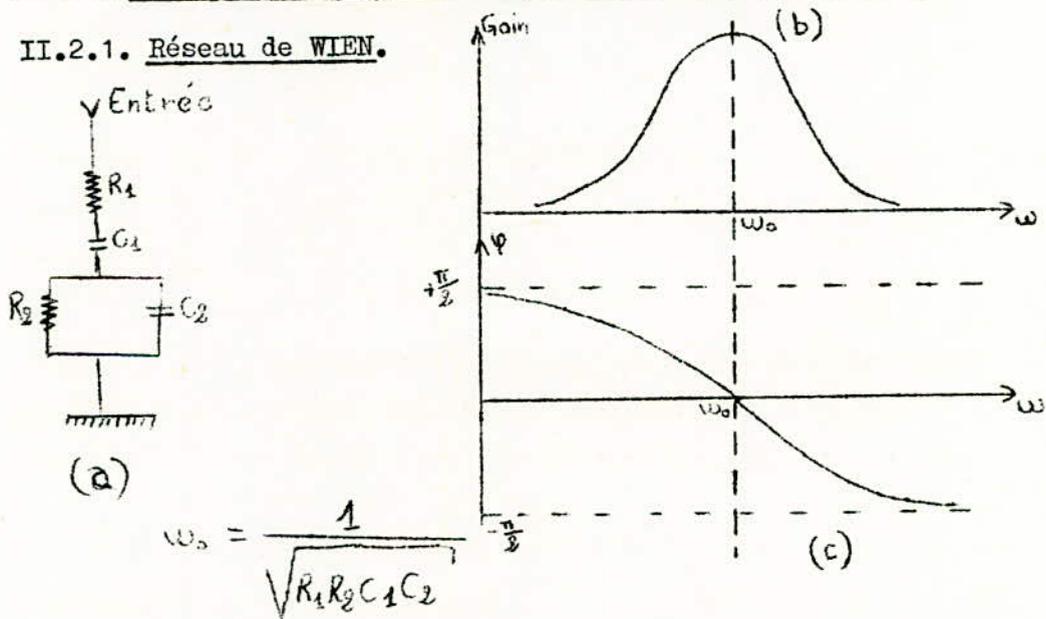


Fig. 2. Schéma de principe (a) ; courbe de gain (b) et courbe de déphasage (c) du réseau de WIEN.

On constate que pour la pulsation $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$

la courbe de gain passe par un maximum, pas très prononcé, mais non négligeable et que la courbe de phase passe par zéro.

Il suffit donc, en principe de reboucler sur lui même, au moyen d'un tel réseau un amplificateur non inverseur de gain convenable pour qu'il y ait oscillations.

En pratique on prend $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$ d'où

$$\omega_0 = \frac{1}{R.C} \text{ et } G_{\text{Max}} = 1/3$$

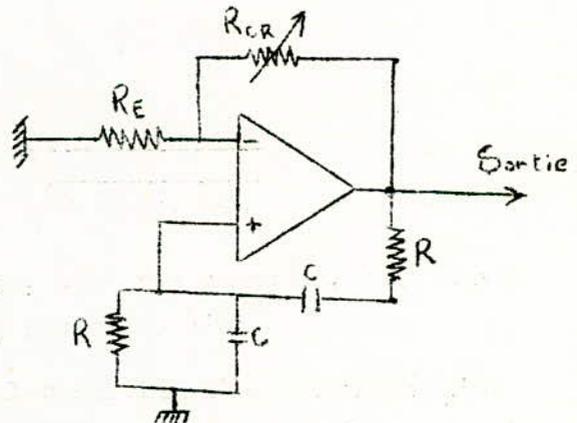
II.2.2. Schéma de principe.

Pour réaliser un oscillateur à résistances capacités employant le "filtre de WIEN" on doit disposer d'une amplification en tension d'au moins 3 pour attaquer l'entrée du filtre.

En réalité dans un tel montage on demande à l'amplificateur différentiel d'avoir un gain très supérieur à 3 au départ ; on réduira ce gain à 3 par la contre - réaction appliquée à l'entrée inverseuse.

La fréquence d'oscillation est donnée par

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi RC}$$

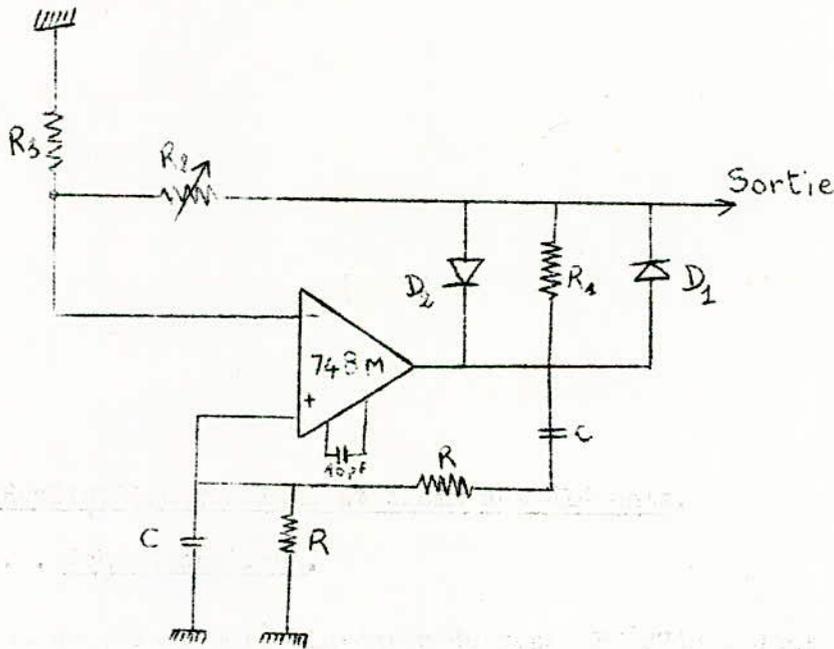


II.3. Réalisation pratique et choix des éléments.

II.3.1. Schéma pratique.

Vu le nombre de circuits intégrés du type SFC 2748 M dont nous disposons, nous avons donc utilisé ce dernier afin de réaliser l'oscillateur.

Une haute stabilité en fréquence n'étant pas exigée nous avons opté pour un oscillateur à pont de WIEN.



La fréquence d'oscillation f_0 délivrée pouvant être choisie assez basse sans dégradation des performances de notre système le choix de f_0 a été porté à :

$$f_0 = 10 \text{ KHz}$$

d'où

$$R \cdot C = \frac{1}{2\pi \cdot 10} \text{ s}$$

Afin d'assurer une bonne stabilité en amplitude du signal de sortie il a été prévu un montage à diodes têtes bèches à la sortie de l'oscillateur.

Le fonctionnement de cette stabilisation est le suivant :

Soit le gain de l'amplificateur

$$A_v = 1 + \frac{R_2 + (R_1 // R_{D1} // R_{D2})}{R_3}$$

R_{D1} et R_{D2} résistances des diodes D_1 et D_2

Pour les petites amplitudes les diodes présentent des résistances infinies (région A) ; par exemple D_2 polarisée en inverse D_1 bloquée en direct.

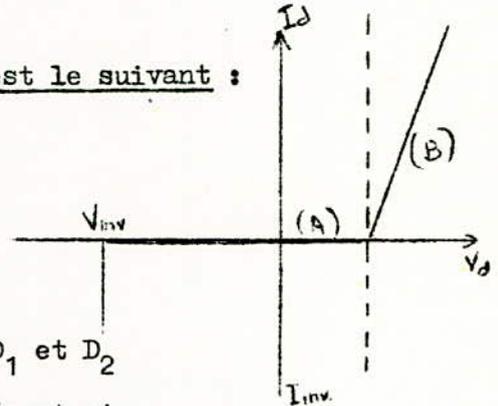
Donc le gain $A_v = 1 + \frac{R_2 + R_1}{R_3}$

Par contre si le signal augmente une des diodes conduit et présente une résistance assez faible entraînant une diminution du gain ; d'où le signal de sortie aura tendance à rester constant.

II.3.2. Choix des éléments.

Les valeurs pratiques qui ont données les meilleurs résultats sont :

$$\begin{array}{ll} R = 8,2 \text{ K}\Omega & R_3 = 10 \text{ K}\Omega \\ R_1 = 10 \text{ K}\Omega & C = 2,2 \text{ nF} \\ R_2 = 100 \text{ K}\Omega & \text{diodes BAY 71} \end{array}$$



III. II N V E R S E U R

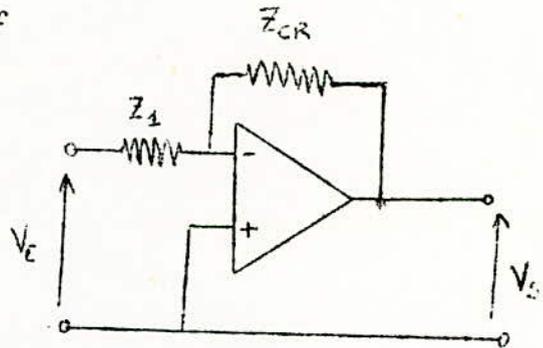
III. 1. Schéma de principe.

Pour réaliser un montage inverseur à gain égal à un, il suffit de rendre identiques les impédances d'attaques et de contre-réaction.

En effet, à ce moment ; on a

$$V_S = - V_E \frac{Z_{CR}}{Z_1} = - V_E$$

$$G = \frac{V_S}{V_E} = - 1$$



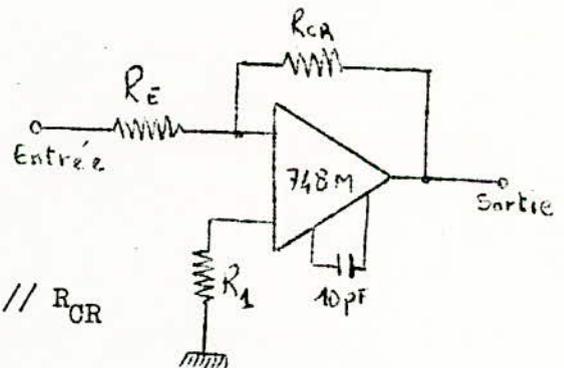
III. 2. Schéma pratique et choix des éléments.

III.2.1. Schéma pratique.

Afin d'avoir un gain unité

$$R_E = R_{CR}$$

De plus pour assurer la compensation du courant résiduel d'entrée R_1 est choisie de façon à avoir $R_1 = R_E // R_{CR}$



III.2.2. Choix des éléments.

$$R_E = R_{CR} = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = 4,7 \text{ K}\Omega$$

IV. II T T E N U A M E U R D E P H A S E U R.

IV.1. Schéma de principe.

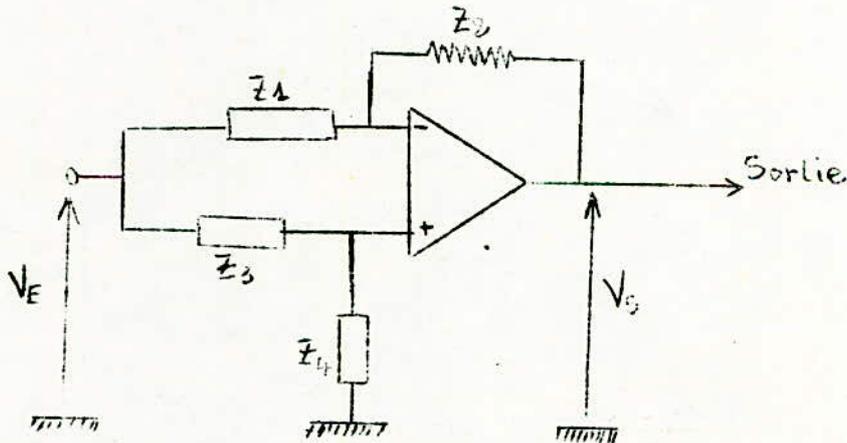
Nous appellerons déphaseur tout système dont la fonction de transfert est de la forme :

$$\frac{V_S}{V_E} = k \frac{a + jb}{a - jb} \quad \text{où } k = \frac{a - jb}{a + jb}$$

où $\frac{V_S}{V_E}$ est constant et égale à k .

En se reportant aux calculs détaillés sur l'amplificateur différentiel nous pouvons écrire :

$$V_S = - \frac{Z_2}{Z_4} V_1 + \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \cdot \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} V_2$$



en posant $V_1 = V_2 = V_E$

$$\frac{V_S}{V_E} = - \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \cdot \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}$$

$$\text{Soit : } \frac{V_S}{V_E} = \frac{Z_4 Z_1 - Z_2 Z_3}{Z_1 (Z_3 + Z_4)}$$

Afin d'obtenir un déphasage variable on prendra :

$$Z_2 = Z_1 = R$$

$$Z_3 = R_3$$

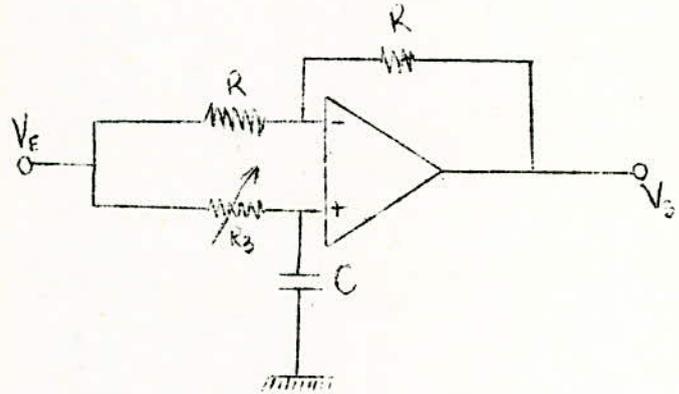
$$Z_4 = \frac{1}{cp}$$

d'où :

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{1 - R_3 cp}{1 + R_3 cp}$$

le gain $\left| \frac{V_S}{V_E} \right| = 1$

et le déphasage $\varphi = -2 \operatorname{Arctg}(R_3 C \omega)$

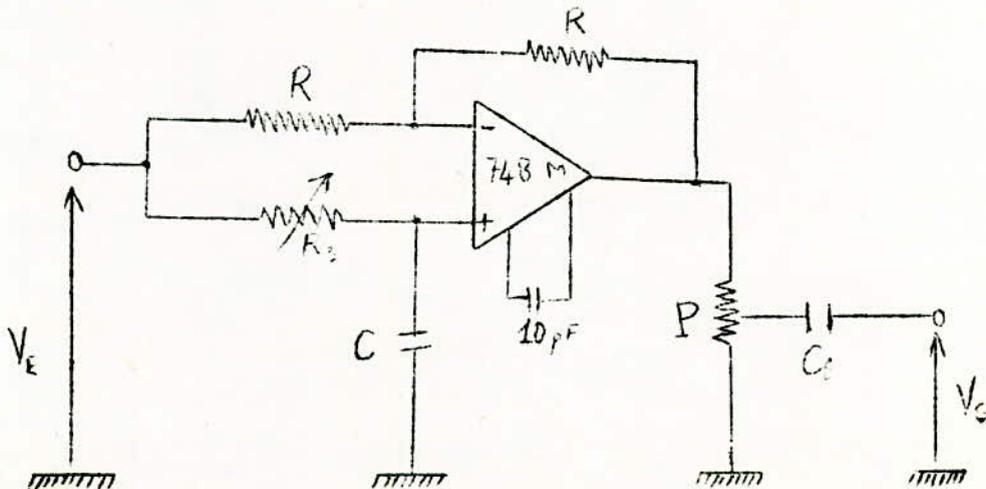


En faisant varier indéfiniment R_3 , le déphasage φ varie de 0 à π

IV. 2. Schéma pratique et choix des éléments

IV.2.1. Schéma pratique.

Le déphaseur a été réalisé à base du circuit intégré S FC 2748 M l'atténuation se fait à l'aide du potentiomètre P.



IV. 2.2. Choix des éléments.

Les valeurs des éléments donnant les meilleurs résultats sont les suivantes :

$$R = 20 \text{ K}\Omega$$

$$P = 1 \text{ K}\Omega \quad R_3 = \text{potentiomètre de } 10 \text{ K}\Omega$$

$$C = 10 \text{ nF}$$

$$C_e = 10 \text{ nF}$$

Afin d'avoir une plage de déphasage entre (0° et 180°) il faut fixer R_3 à une valeur très grande.

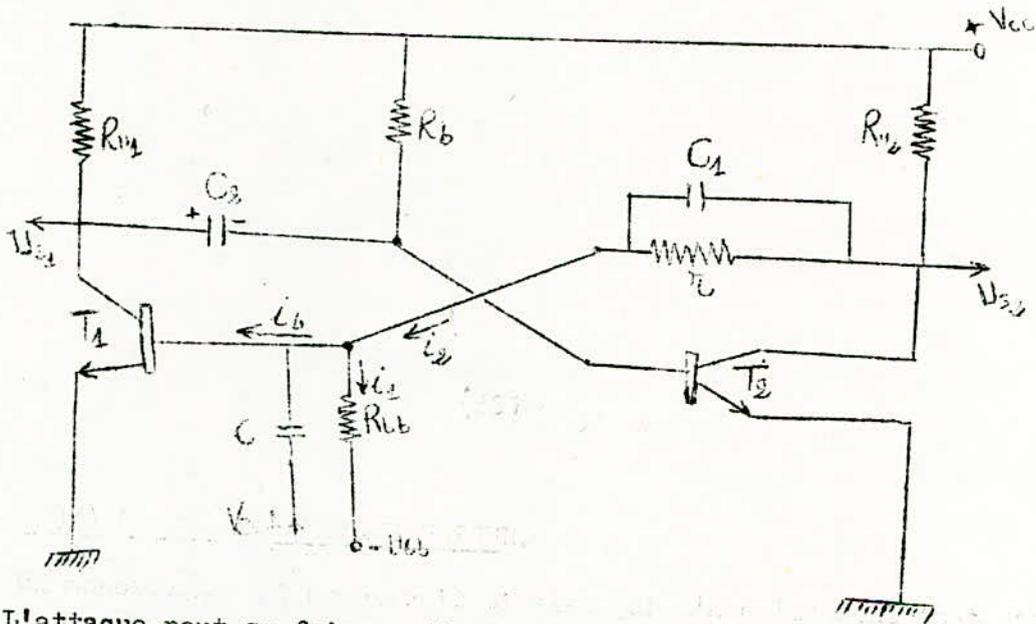
Le choix de R_3 a donc été porté à 10 K ; valeur qui a donné de bon résultat, à savoir un déphasage maximum de 168° ; ce qui est des plus suffisant.

V. MONOSTABLE OU UNIVIBRATEUR.

Un monostable est un circuit binaire qui n'a qu'un seul état stable. Une impulsion de commande lui fait changer d'état, mais il reviendra toujours spontanément à son seul état stable.

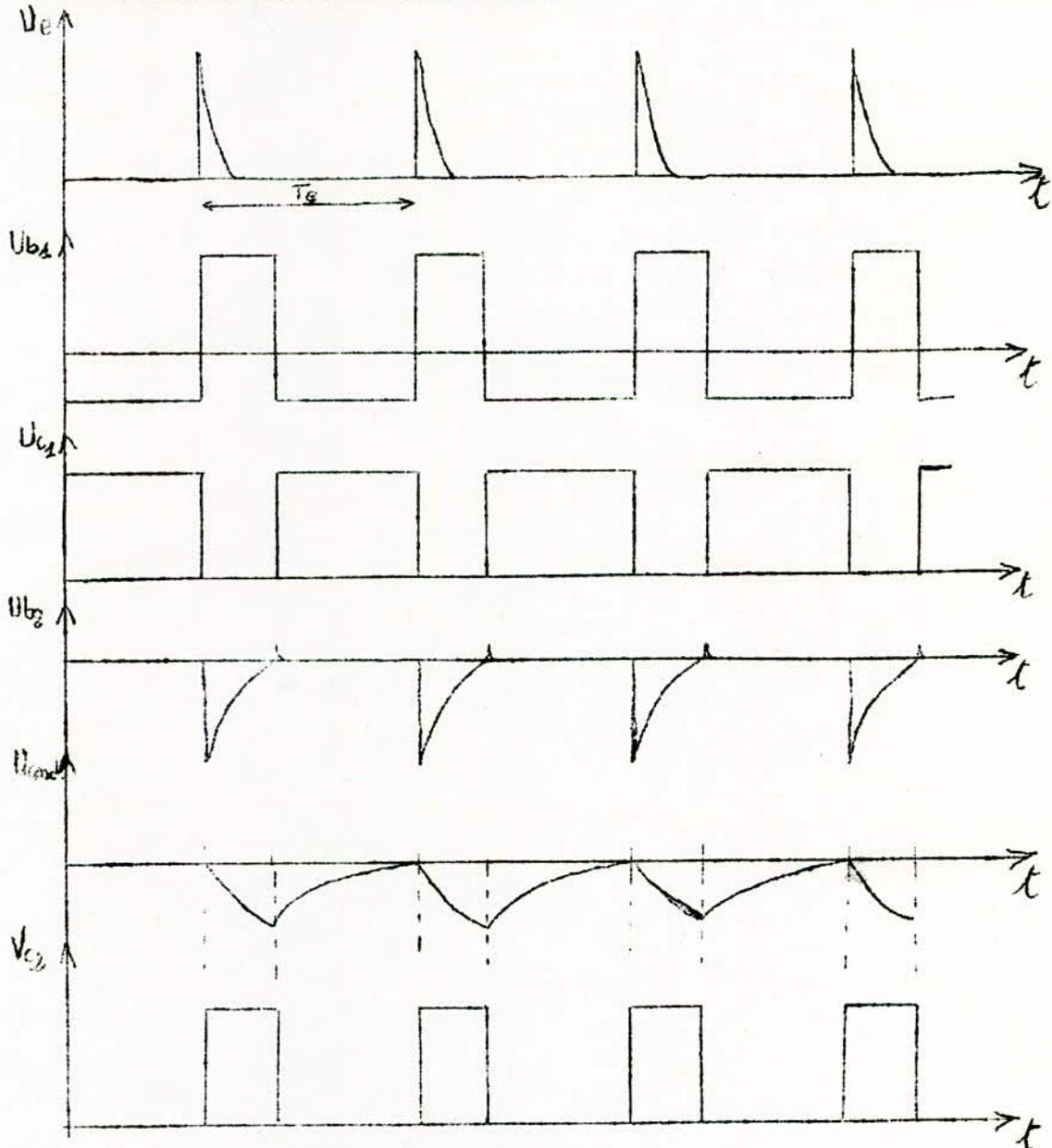
Ce circuit peut avoir diverses applications en particulier il peut servir pour décaler des signaux ou les positionner dans le temps.

V.1. Schéma d'un monostable.



L'attaque peut se faire soit par les collecteurs K_1 et K_2 soit par les bases B_1 et B_2 . Nous choisissons l'attaque par la base B_1 , par impulsion positive.

V.1.2. Chronogramme de fonctionnement.



V.1.3. Fonctionnement.

On suppose qu'à l'état stable T_1 est bloqué ; T_2 saturé.

T_1 est bloqué par la présence de $-U_{bb}$ appliquée à travers R_{bb} .

Ils s'ensuit que le collecteur du transistor T_1 est porté au potentiel

V_{cc} .

Le transistor T_2 est saturé par la présence du courant de saturation base - émetteur à travers R_b ;

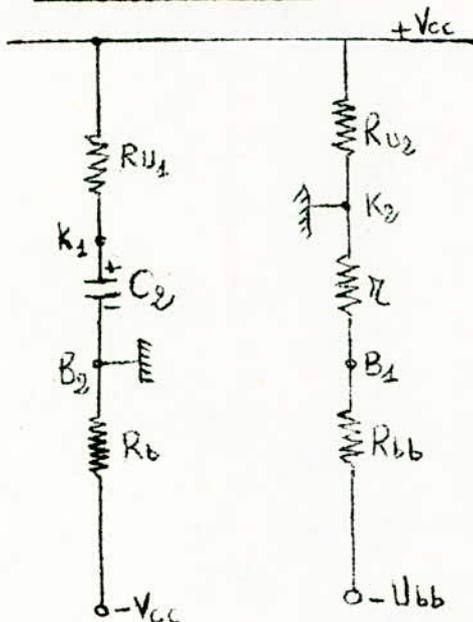
Le condensateur C_2 chargé à travers R_{u1} avec la constante de temps $C_2 R_{u1}$ ($R_u < R_b$).

Si l'on applique une impulsion suffisante et positive à travers C , le transistor T_1 commence à conduire, la tension de collecteur de T_1 est à la masse. Le condensateur C_2 chargé à $-V_{cc}$ se décharge à travers R_b avec la constante de temps $R_b C_2$ ($R_b C_2 < T_e$).

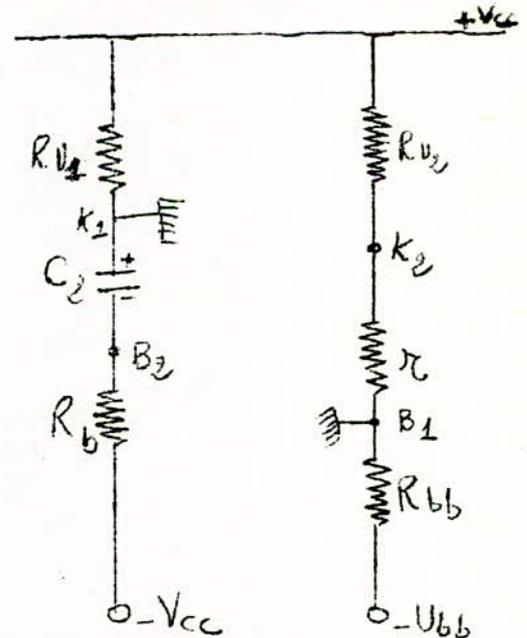
Lorsque $U_{b2} \neq 0$, le transistor T_2 commence à conduire, T_1 est alors bloqué et l'univibrateur revient à son état stable.

Circuits équivalents du monostable.

Avant basculement.



Après basculement.



V.1.4. Exemple de calcul des éléments du circuit monostable.

Transistors choisis : 2 N 2222

$V_{cc} = 12 \text{ V}$ $-U_{bb} = -5 \text{ V}$

$I_{cs} = 12 \text{ mA}$

Choix du courant de saturation.

$$20 I_{comax} \ll I_{cs} \ll I_{cmax}$$

$$R_{u1} = R_{u2} = \frac{V_{cc}}{I_{cs}} = \frac{12}{12} \cdot 10^3 = 1 \text{ K}\Omega$$

Calcul de R_b

La condition de saturation donné :

$$R_b = \frac{V_{cc}}{i_b} ; i_b = I_{cs} \cdot \frac{N}{\beta} \Rightarrow R_b = \frac{V_{cc} \cdot \beta}{N \cdot I_{cs}} = \beta \frac{R_u}{N}$$

à 12 mA $\beta = 75$; $N =$ coefficient de saturation ; on le choisit égal à 2.

$$R_b = \beta \frac{R_u}{N} = \frac{75}{2} \cdot 10^3 = 37,5 \text{ K}\Omega$$

On choisit :

$$R_b \text{ (normalisée)} = 36 \text{ K}\Omega$$

Calcul de R_{bb}

La condition de blocage donne :

$$R_{bb} \ll \frac{0,8 U_{bb}}{I_{comax}} = \frac{0,8 \cdot 5}{10^{-5}} = 0,4 \text{ M}\Omega$$

On prend :

$$R_{bb} = 180 \text{ K}\Omega$$

La durée t_d est déterminée par la décharge de C_2 à travers R_b .

Equation de décharge :

$$U_{cond} = 2 V_{cc} (1 - e^{-t/\tau}) - V_{cc}$$

Pour $U_{\text{cond}} = 0 \Rightarrow t = t_d = 0,69 \tau = 0,69 R_b C_2$

$$C_2 = \frac{t_d}{0,69 R_b}$$

Ici $t_d = 4 \mu s$ d'où $C_2 = \frac{4 \cdot 10^{-6}}{0,69 \cdot 36 \cdot 10^3} = 0,16 \text{ nF}$

La condition de saturation nous donne r :

$$i_2 = i_1 + i_b \quad i_b = i_2 - i_1$$

$$i_b = N i_{bs} = N \left(\frac{V_{CC} - U_{\text{cesat}}}{\beta R_u} \right)$$

$$i_1 = \left(\frac{U_{bb} - U_{\text{besat}}}{R_{bb}} \right) ; \quad i_2 = \frac{V_{cc} - U_{\text{besat}} - I_{co} R_u}{r + R_u}$$

$$\Rightarrow \frac{N (V_{cc} - U_{\text{cesat}})}{\beta R_u} = \frac{V_{cc} - U_{\text{besat}} - I_{co} R_u}{r + R_u} - \frac{U_{bb} - U_{\text{besat}}}{R_{bb}}$$

$U_{\text{cesat}} \ll V_{cc} ; \quad U_{\text{besat}} \ll V_{cc} \quad \text{et} \quad I_{co} R_u \ll V_{cc}$

$$\frac{N V_{cc}}{\beta R_u} = \frac{V_{cc}}{r + R_u} - \frac{U_{bb}}{R_{bb}}$$

$$\frac{N}{\beta R_u} = \frac{1}{r + R_u} - \frac{U_{bb}}{R_{bb} V_{cc}} \quad \text{soit} \quad r = \frac{1}{\frac{N}{\beta R_u} + \frac{U_{bb}}{V_{cc} R_{bb}}} - R_u$$

$$\text{d'où} \quad r = R_u \left(\frac{1}{\frac{N}{\beta} + \frac{U_{bb}}{V_{cc}} \cdot \frac{R_u}{R_{bb}}} - 1 \right)$$

$$r \approx R_u \left(\frac{\beta}{N} - 1 \right)$$

Ce qui donne : $r = 10^3 \left(\frac{75}{2} - 1 \right) = 36,5 \text{ K}\Omega$

Valeur normalisée $r = 36 \text{ K}\Omega$

$C_{1 \text{ opt}} = (100 \div 600 \text{ pF})$ on prend $C_{1 \text{ opt}} = 150 \text{ pF}$

Vérification de la tension de sortie :

$$U_{C2} \leq \frac{V_{cc} \cdot r}{r + R_u} = \frac{12,36}{36+1} = 11,7 \text{ V}$$

Calcul de la fréquence maximale d'attaque :

$$t_{\text{ch}} = (3 \div 5) R_u C_2 = 5 \cdot 10^3 \cdot 0,16 \cdot 10^{-9} = 0,8 \mu\text{s}$$

t_{ch} = temps de charge de C_2

$$t_{\text{décharge}} = 4 \mu\text{s}$$

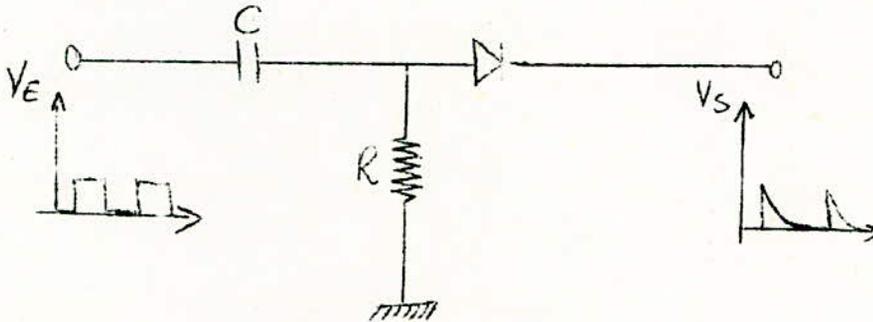
On doit avoir $T_e > t_d + t_{\text{ch}} = 4,8 \mu\text{s}$

$$\Rightarrow f_{\text{max}} = 208 \text{ KHz}$$

$$f_e \leq f_{\text{max}}$$

V.1.5. Circuit d'attaque du monostable.

L'attaque se fait par circuit dérivateur donnant l'impulsion positive.



$\tau = R.C = C^{te}$ de temps du circuit dérivateur que l'on déterminera en partant du signal d'attaque.

On prend : $\tau = 0,05 t_e$

En choisissant une valeur de R on détermine ainsi celle de C.

V.2. Choix d'un monostable en circuit intégré.

Le monostable que nous avons choisi est un SN 74. 121 F.

C'est un circuit qui délivre une impulsion positive ou négative dont la durée est définie par un circuit R.C extérieur après avoir été déclenché par front positif ou négatif en conformité avec le tableau ci-dessous :

On remarque que le déclenchement a lieu pour un front négatif appliqué à l'une des entrées A ; ou un front positif appliqué à l'entrée B.

La durée de l'impulsion est définie par :

$$t_d = R_T \cdot C_T \cdot \ln 2 = 0,7 R_T C_T$$

Avec $R_T \leq 40 K$

$C_T \leq 10 \mu F$

ENTRÉES			SORTIES	
A ₁	A ₂	B	Q	Q̄
L	X	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	L	L	H
H	H	X	L	H
H	↓	H	⏏	⏏
↓	H	H	⏏	⏏
↓	↓	H	⏏	⏏
L	X	↑	⏏	⏏
X	L	↑	⏏	⏏

V.2.1. Calcul des éléments pour la durée de l'état instable.

$t_d = 4 \mu s$ pour les deux monostables.

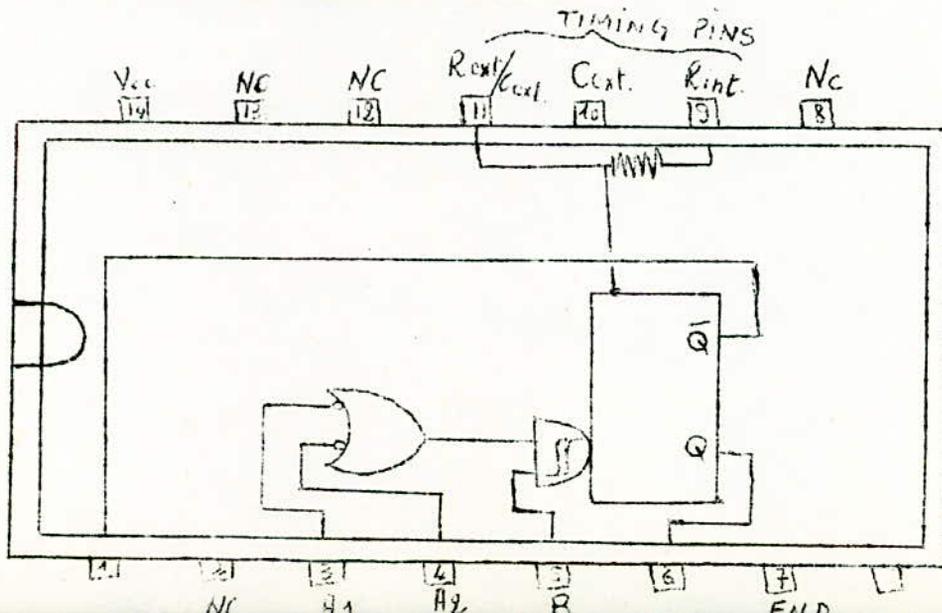
$$t_d = 0,7 R_T C_T$$

$$R_T \leq 40 K \Omega$$

On choisit : $R_T = 4,7 K \Omega$

$C = 1 nF$ (en utilisant le graphe 1)
annexe 3.

V. 2.2. Schéma synoptique du SN 74. 121F.



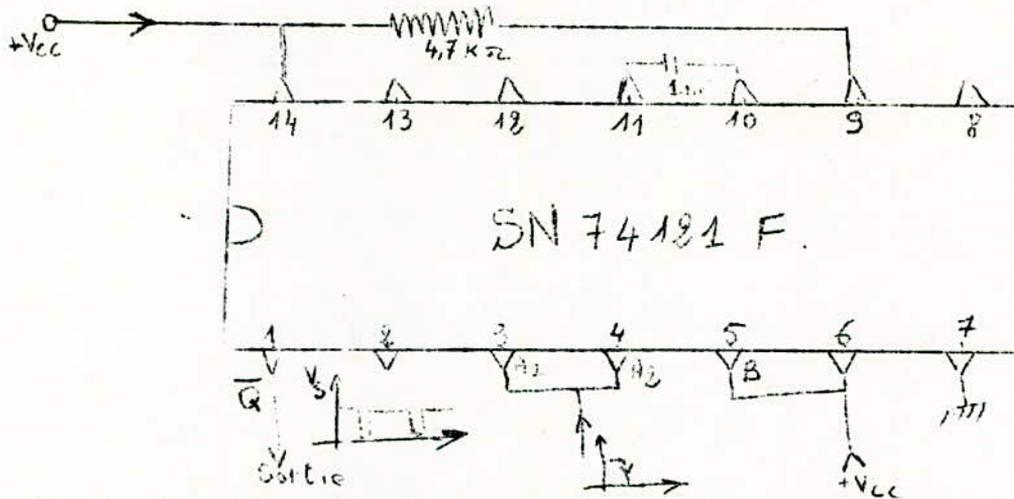
V.2.3. Commande du monostable et branchement des circuits.

Nous choisissons la commande par front négatif c'est à dire :

$A_1 + A_2$	B	Q	\bar{Q}
	1		

Alors B sera mis à $+V_{cc}$ ($+5V$).

Le branchement extérieur sera le suivant :



V.2.4. Conditions d'utilisation recommandées pour ce circuit :

Mini : 4,5 V
 V_{cc} Normal : 5V
 Max : 5,5 V

Mini : 0° c
 Température d'utilisation : Normale : 25° c
 Max : 70° c

Courant de sortie du niveau haut : 1 mA
 courant de sortie du niveau bas : 20 mA

Pour de plus de détails concernant le SN 74.121 F voir annexe 3.

VI - L'ECHANTILLONNEUR BLOQUEUR

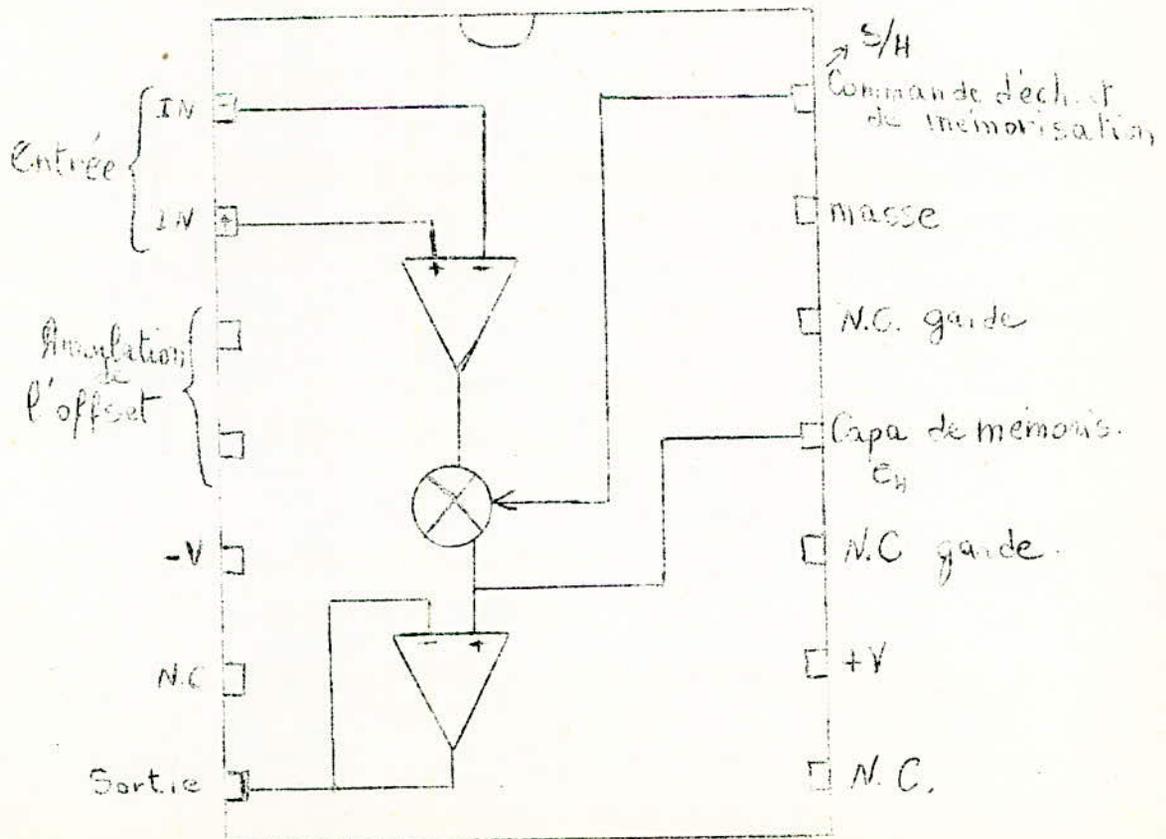
L'échantillonneur bloqueur doit échantillonner une tension à un instant donné, puis la mettre en mémoire, et enfin l'amplifier pour son utilisation ultérieure.

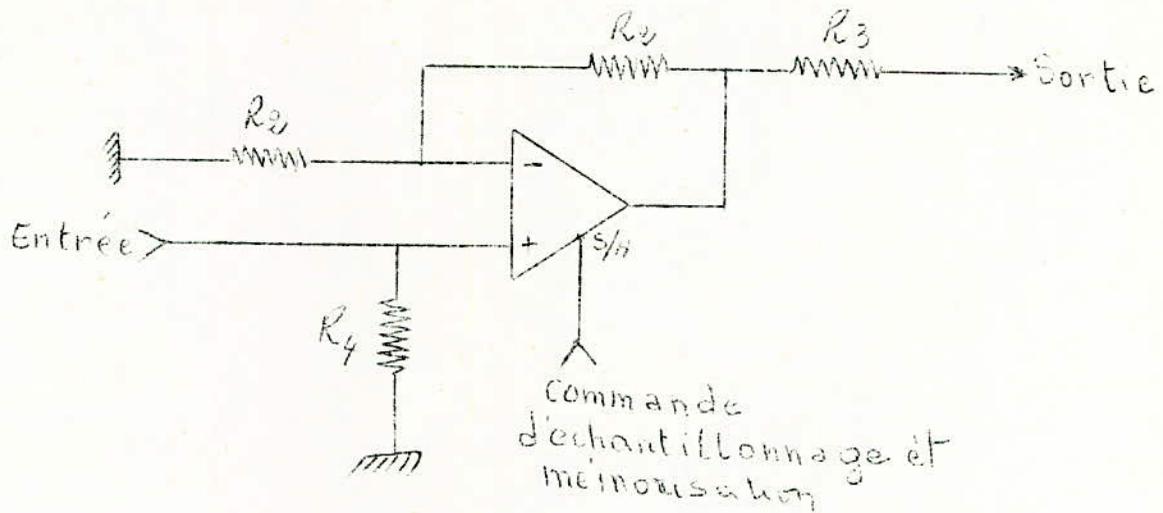
Un échantillonneur bloqueur peut être réalisé en se servant d'un commutateur analogique, d'un condensateur et d'un amplificateur opérationnel; d'autre part les qualités principales exigées d'un tel montage sont :

- le condensateur mémoire doit se charger rapidement possible;
- en mémorisation, son courant de fuite doit être nul, ou presque nul, afin de réduire les dérives;
- toutes les sources d'erreurs doivent être minimisées.

Le circuit intégré HA 2420 assume les fonctions d'échantillonnage, mises en mémoire et amplification; il réunit aussi les qualités citées ci-dessus.

VI-I - Synoptique et présentation en boîtier du HA 2420



VI-2 - Schéma de principe

Pendant la période d'échantillonnage l'entrée S/H est "basse" et le signal d'entrée se trouve à la sortie avec l'amplification voulue.

Lors de la période de mémorisation l'entrée S/H est "haute". Le circuit maintient la sortie à une valeur constante et égale à la valeur qu'avait le signal de sortie juste avant la fin de la période d'échantillonnage.

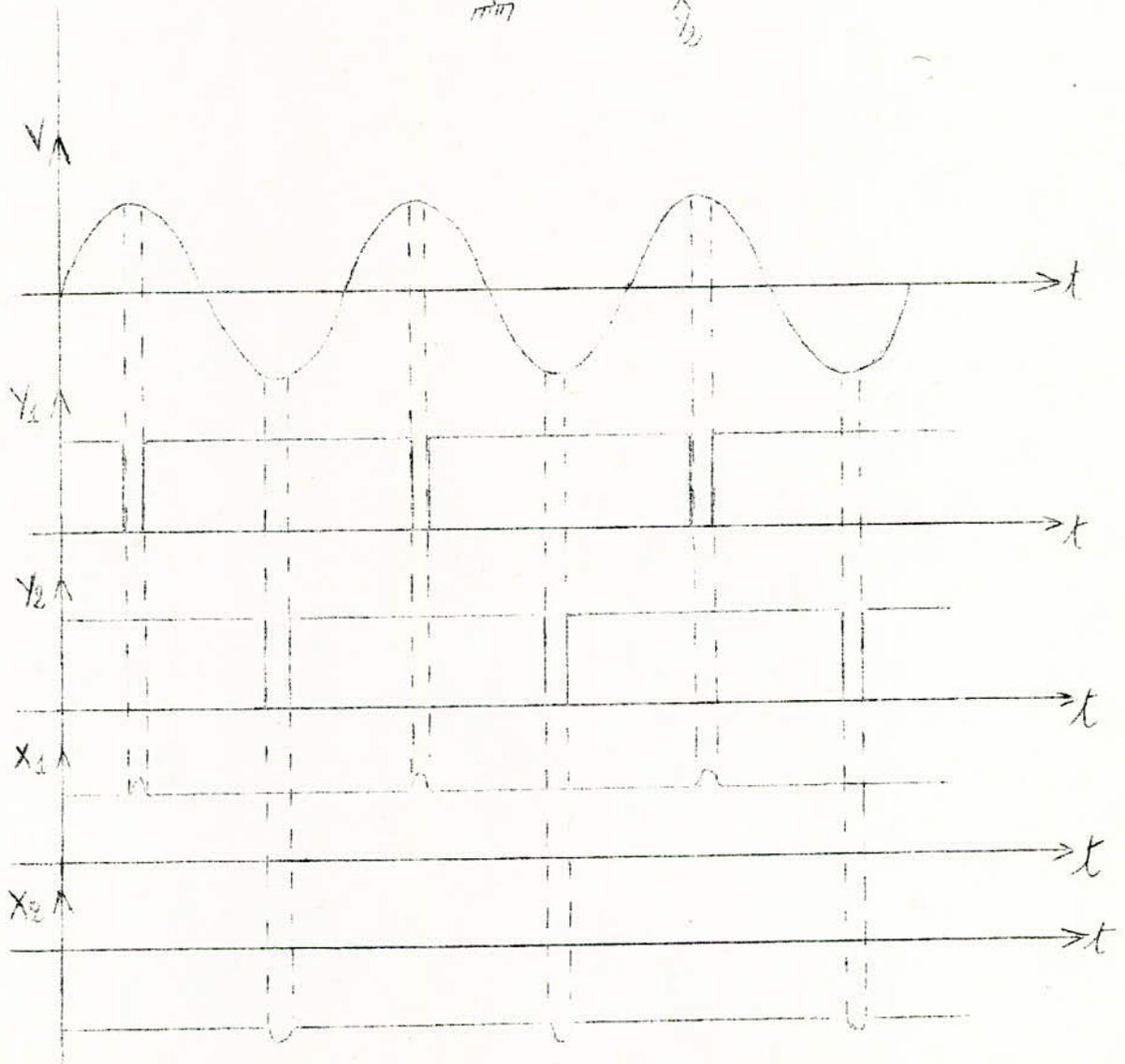
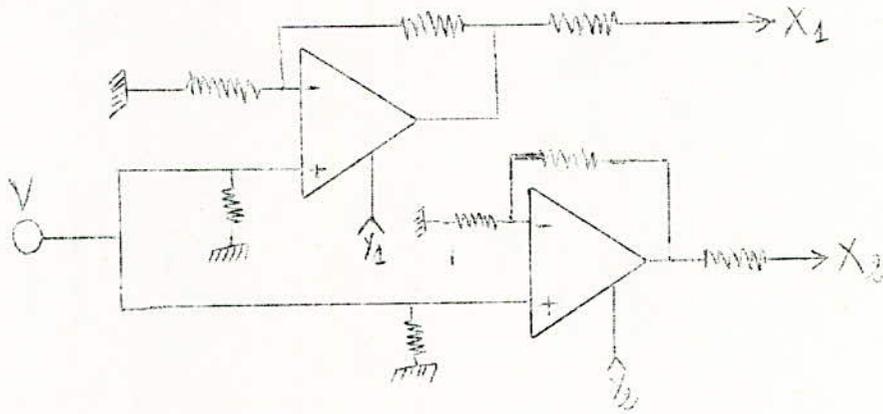
Bien entendu, il est possible d'établir un échantillonneur bloqueur fournissant un gain lié aux valeurs des résistances du réseau de contre réaction, comme avec les amplificateurs opérationnels. Pratiquement, on calcule ce gain pour qu'aux plus forts signaux, l'excursion de sortie ne dépasse pas + ou -10 V. La dérive étant indépendante du niveau de sortie, son pourcentage sera réduit si la tension de sortie s'accroît.

N'ayant pas besoin d'un déphasage, l'attaque se fait sur l'entrée non inverseuse.

VI-3 - Exemple:

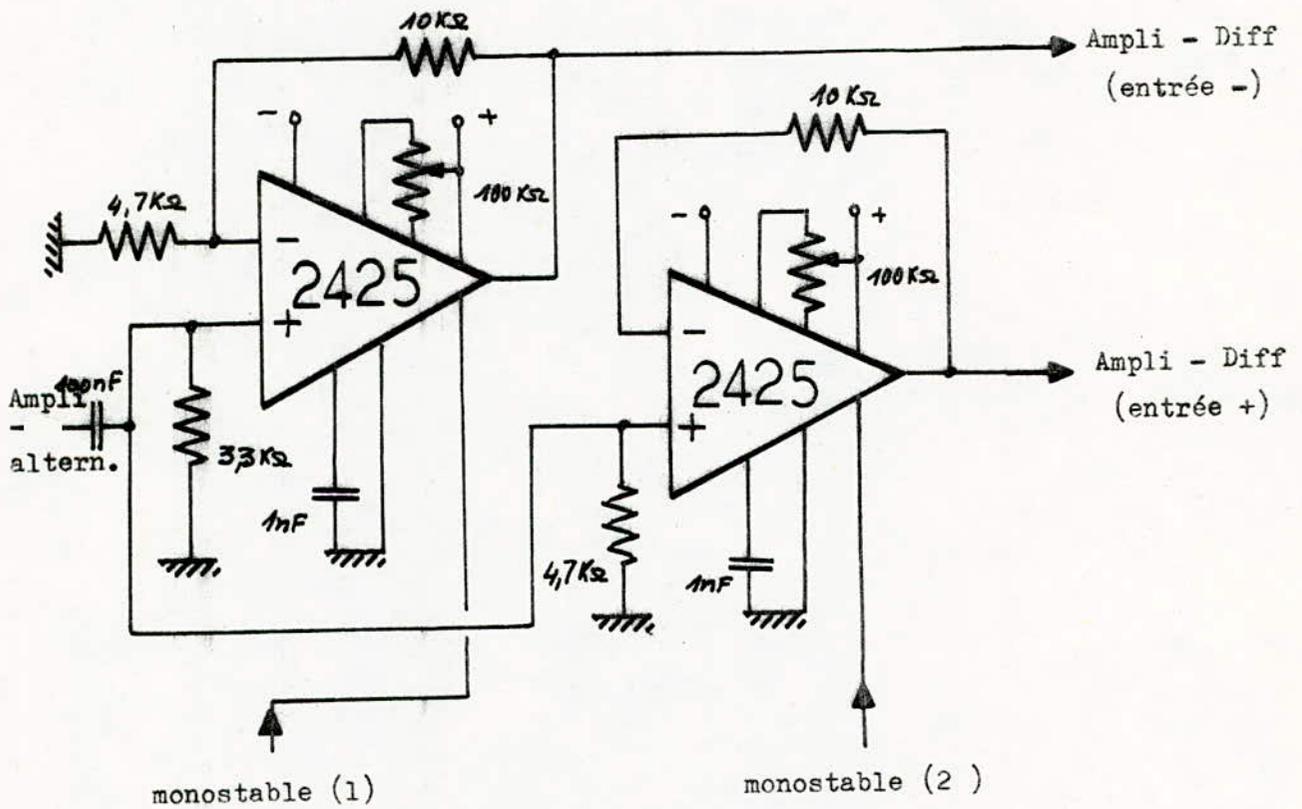
Soit un signal sinusoïdal d'amplitude variable et l'on veut traiter à chaque instant son amplitude crête à crête. Pour cela, nous utiliserons deux échantillonneurs bloqueurs et des commandes d'échantillonnage-mémorisation distinctes.

Le signal est partagé entre deux voies symétriques. Il est échantillonné sur ses maxima dans une voie et sur ses minima dans l'autre voie.



A l'aide d'un amplificateur différentiel on recombine X_1 et X_2 et l'on a un signal de sortie proportionnel à l'amplitude de la tension V .

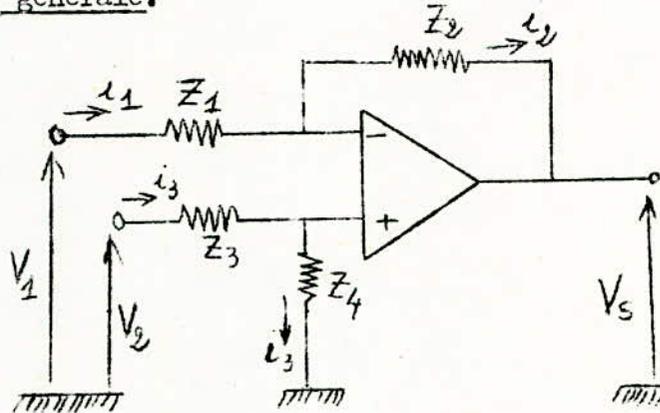
VI-4 - Schéma pratique:



VII. Amplificateur - Différentiel.

VII.1. Schéma de principe.

VII.1.1. Théorie générale.



Nous supposons $A = \infty$ (gain en boucle ouverte de l'amplificateur)

La tension \mathcal{E} (entre les bornes + et -) est alors nulle.

Les équations du montage sont :

$$V_s = -Z_2 i_2 + Z_4 i_3$$

$$V_1 = Z_1 i_1 + Z_4 i_3$$

$$V_2 = (Z_3 + Z_4) i_3$$

$$i_1 = i_2$$

Le système donne :

$$V_s = -\frac{Z_2}{Z_1} V_1 + \frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \cdot \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} V_2$$

$$\text{Si on fait : } \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_4}{Z_3}$$

$$V_s = -\frac{Z_2}{Z_1} V_1 + \frac{Z_2}{Z_1} V_2 = \frac{Z_2}{Z_1} (V_2 - V_1)$$

d'où le gain en tension :

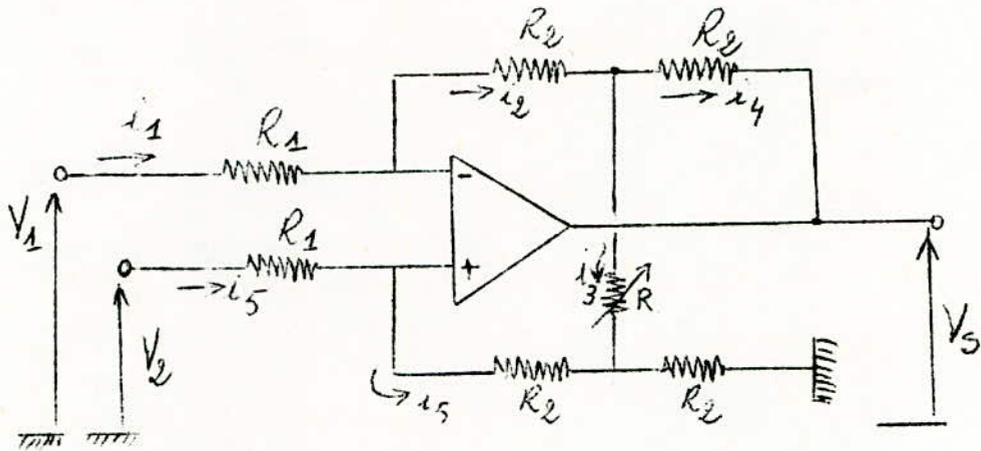
$$\frac{V_s}{V_2 - V_1} = \frac{Z_2}{Z_1}$$

Impédance d'entrée : Si $V_2 = 0$ $Z_e = Z_1$

Si $V_1 = 0$ $Z_e = Z_3 + Z_4$

Impédance de sortie : $Z_s = 0$

VII.1.2. Montage permettant de faire varier le gain d'un amplificateur différentiel en ne faisant varier qu'un seul élément.



Supposons $A \equiv \infty$

Les équations du montage sont :

$$V_1 - V_S = R_1 i_1 + R_2 (i_2 + i_4)$$

$$V_2 - V_S = -R_1 i_5 + R_2 i_4 + (R_1 + R_2) i_5$$

$$V_1 - V_2 = R_1 (i_1 - i_5)$$

$$V_S = (R + R_2) i_3 - R_2 i_4 + R_2 i_5$$

$$i_1 = i_2 ; i_2 = i_3 + i_4$$

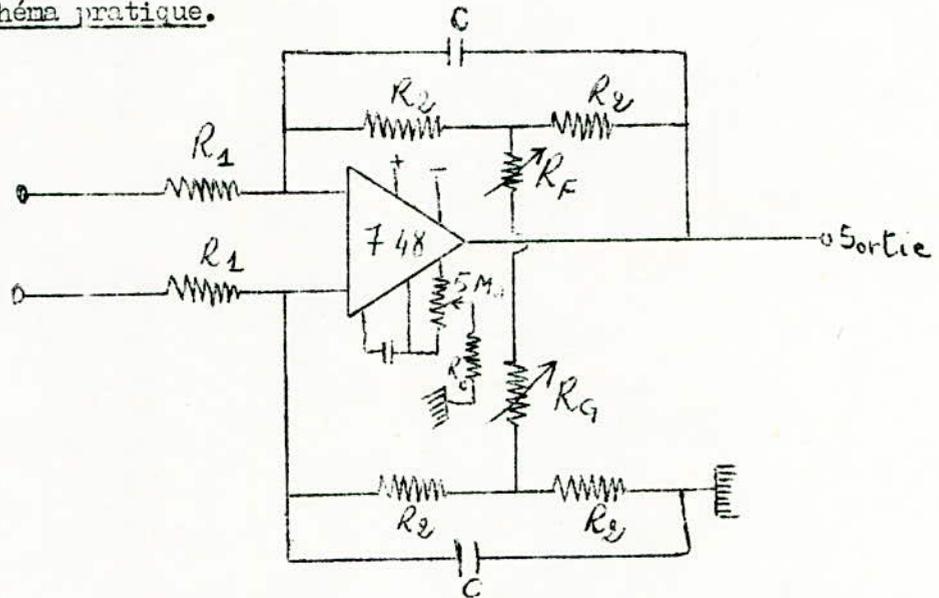
La résolution de ce système donne :

$$\frac{V_S}{V_2 - V_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R}\right) \cdot 2 \frac{R_2}{R_1}$$

On pourra ajuster le gain à l'aide de la seule résistance R.

VII.2. Réalisation pratique et choix des éléments :

VII.2.1. Schéma pratique.



Le schéma pratique de l'amplificateur différentiel utilisé, fait intervenir un circuit SFC 2748M.

Le dispositif est similaire à celui étudié en VII.1.2.

Des circuits d'équilibrage et de compensations globales ont été introduits.

- * circuits d'équilibrage définis par le potentiomètre de 5 M Ω et la résistance R_0 dont les valeurs sont fournies par le constructeur.
- * circuit de compensation de fréquence qui consiste à shunter par un petit condensateur C la résistance de la boucle de contre - réaction.

VII.2.2. Choix des éléments :

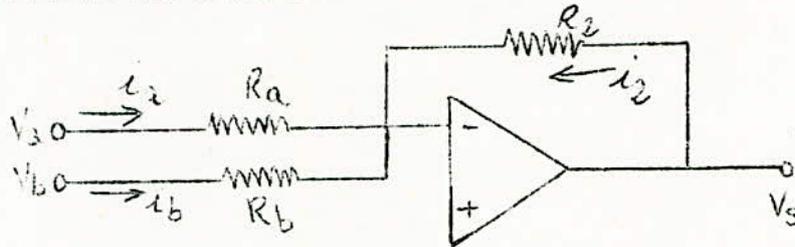
Le gain de l'amplificateur différentiel étant fixé au maximum à 22 ; les valeurs des éléments du circuits répondant au mieux sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 R_1 &= 12 \text{ K}\Omega & R_0 &= 4,7 \text{ M}\Omega \\
 R_2 &= 10 \text{ K}\Omega & R_F &= 1 \text{ K}\Omega \\
 R_G &= 10 \text{ K}\Omega & C &= 820 \text{ pF}
 \end{aligned}$$

VIII. Mélangeur :VIII.1. Schéma de principe.

On désire additionner les signaux provenant de l'amplificateur différentiel et de l'atténuateur - déphaseur.

Le schéma d'un tel dispositif est le suivant :



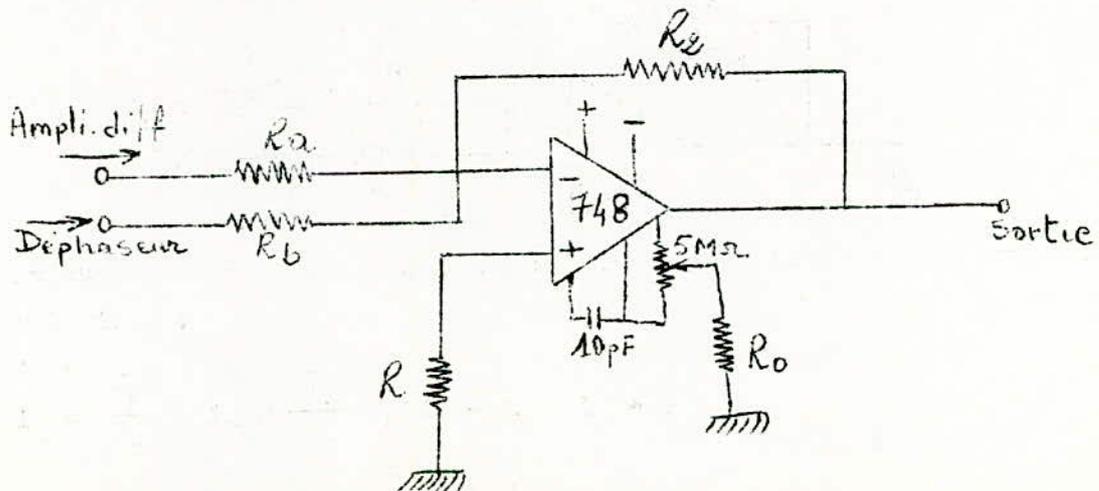
En supposant le gain A de l'amplificateur très grand ; nous avons les relations :

$$i_a = \frac{V_a}{R_a} ; i_b = \frac{V_b}{R_b} ; i_a + i_b + i_2 = 0$$

$$V_s = R_2 i_2 = -R_2 (i_a + i_b)$$

$$\text{d'où } V_s = - \left(\frac{R_2}{R_a} V_a + \frac{R_2}{R_b} V_b \right)$$

La tension de sortie V_s est la somme des tensions d'entrée chacune étant multipliée par le gain correspondant.

VIII.2. Schéma pratique et choix des éléments :VIII.2.1. Schéma pratique.

Le mélangeur est réalisé à base d'un circuit SFC 2748 M.

Le montage est toujours conçu avec son circuit d'équilibrage.

A la sortie de ce dispositif nous voulons avoir la tension continue V_C à laquelle est superposé le signal de modulation.

$$\text{comme } V_S = - \left(V_{\text{diff}} \frac{R_2}{R_a} + V_{\text{dépha}} \frac{R_2}{R_b} \right)$$

donc $R_2 = R_b$ car le signal de modulation est identique au signal $V_{\text{dépha}}$.

Comme la tension disponible à la sortie de l'amplificateur différentiel est double de V_C ; on a pris :

$$R_2 = 2 R_a$$

De plus afin d'annuler la dérive due aux courants de dcalage ; on a introduit une résistance R à l'entrée (+). Cette résistance a pour valeur :

$$R = \frac{R_2 \cdot r}{R_2 + r}$$

avec :

$$r = R_a // R_b$$

VIII.2.2. Choix des éléments :

Suivant les remarques que nous venons de faire et qui seront largement détaillées dans l'explication du fonctionnement les valeurs des éléments du mélangeur sont :

$$R_2 = R_b = 47 \text{ K } \Omega$$

$$R_a = 20 \text{ K } \Omega$$

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

Remarque : on a pris $R_2 = 2 R_a$ car un circuit intégrateur a été prévu avec une autre résistance de valeur égale à R_a de façon que le gain réel du dispositif précédent se trouve ramené à 1.

Ainsi à la sortie du mélangeur le signal obtenu aura pour expression

$$V_S = - (V_{\text{diff}} + V_{\text{dépha}})$$

IX . Schéma électronique et explications détaillé^{es} du fonctionnement du stabilisateur.

IX.1. Schéma complet du stabilisateur à échantillonnage.

IX.1.1. Schéma complet (voir figure ci-après)

IX.1.2. Points de réglage du stabilisateur.

(visibles sur le schéma électronique)

- (1) - Réglage de phase +/- à sélectionner selon le type de cavité utilisée
 - * Vers le haut : cavité montée en transmission
 - * Vers le bas : cavité montée en réflexion ou absorption ;
- (2) - Réglage de phase continu (variable entre 0 et 168°) qui permet de placer les instants d'échantillonnage sur les extrema du signal détecté ;
- (3) - Profondeur de modulation qui régle l'amplitude (entre 0 et 1V CAC) du signal de modulation appliqué au générateur ;
- (4) - Réglage du gain alternatif (amplification variable de 0 à 100)
- (5) - Réglage du gain continu (amplification variable de 3,8 à 22) ;

Chaque échantillonneur - bloqueur a une amplification de 3, si bien que l'amplification totale peut varier de 0 à 6600.

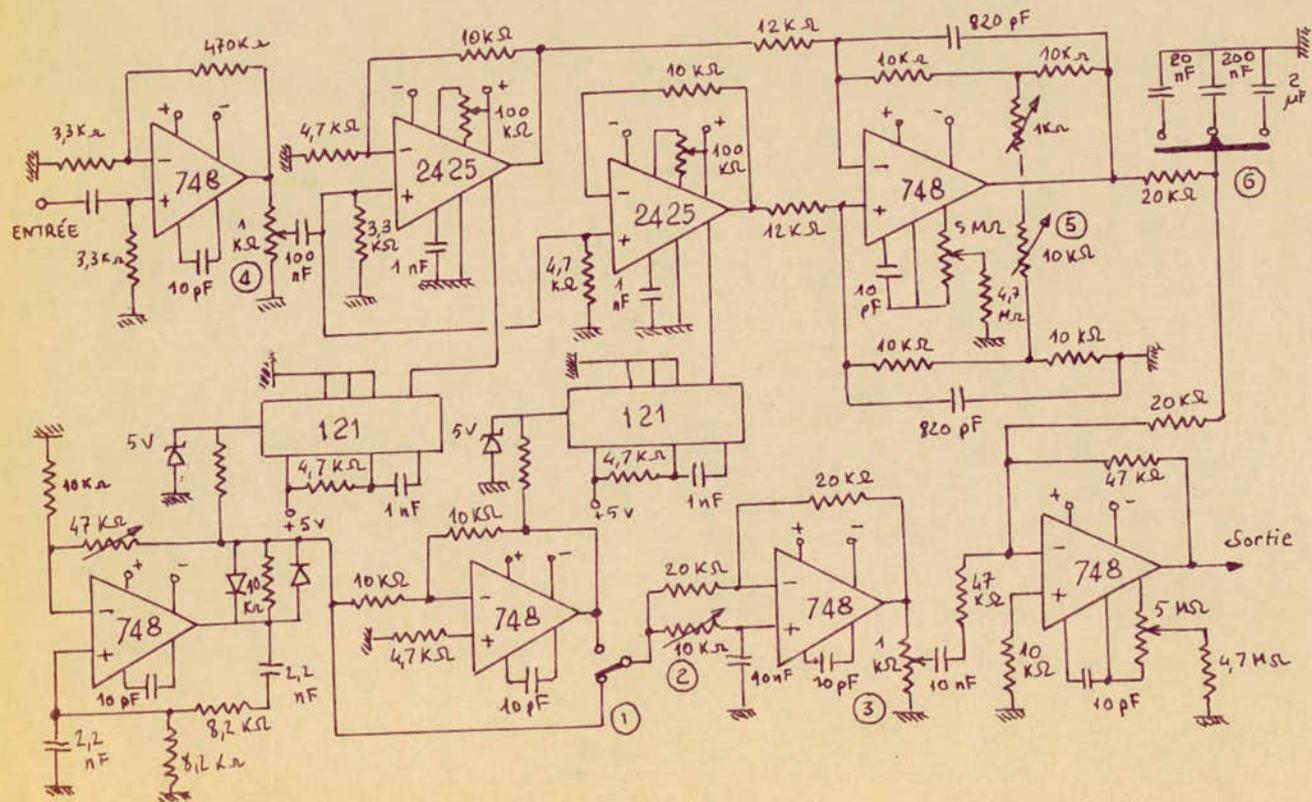
- (6) - Réglage de la constante de temps de l'intégrateur de sortie.

Les points de réglage 4,5,6 résultent d'un compromis à trouver entre un grand gain (pour obtenir une bonne précision de l'asservissement) un faible temps de réponse et l'absence d'instabilités.

IX.2. Explications détaillées du fonctionnement.

IX.2.1. Fonctionnement.

En pratique, tout générateur hyperfréquence présente des imperfections dans sa conception. Ces imperfections peuvent se manifester par une dérive en fréquence en fonction de la température ; un délai de stabilisation assez important ; c'est à dire : si un générateur hyper présente les caractéristiques suivantes :



— Schéma complet du stabilisateur à échantillonnage.

- * Dérive en fréquence de 1 MHz /°C
- * temps de réponse 20 à 30 minutes
- * température de fonctionnement normal 25° C

Si nous désirons obtenir la fréquence $f_0 = 1$ GHz ; ce générateur va fournir un signal dont la fréquence sera :

$$f_1 = f_0 - (25 - 15) \text{ } ^\circ\text{C} \cdot 1 \text{ MHz / } ^\circ\text{C}$$

Soit $f_1 = 990$ MHz si la température est de 15° C ; mais ceci que dans un délai de 20 à 30 minutes.

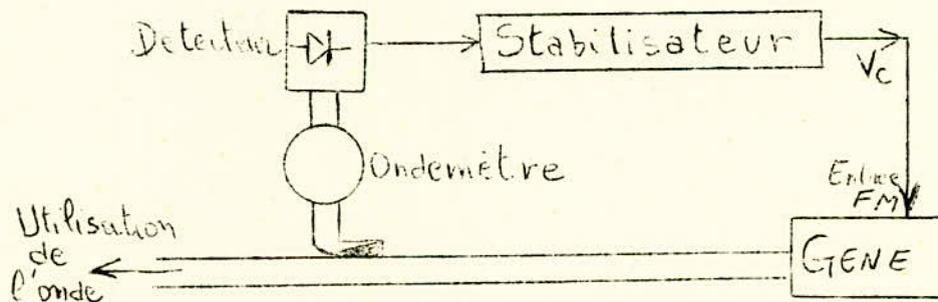
D'où l'importance d'un dispositif nous permettant d'obtenir le 1 GHz exactement ; et avec un délai de stabilisation assez faible.

Le stabilisateur que nous avons conçu est prévu pour être monté avec un générateur Hewlett - Packard 8 620 A ; mais doté d'un isolateur et d'un amplificateur ; il peut être adapté à un klystron.

De plus notre système stabilisateur est prévu aussi bien pour des cavités montées en transmission qu'en réflexion - absorption.

Pour comprendre correctement le fonctionnement nous allons considérer les deux cas qui peuvent se présenter à nous ; à savoir ;

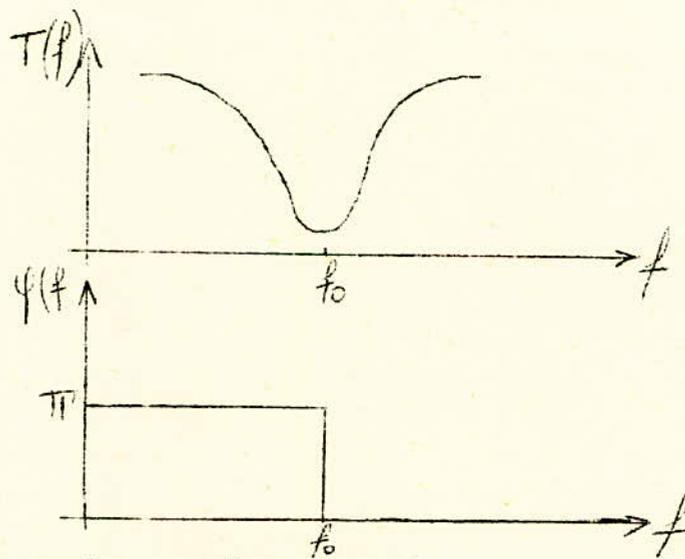
IX.2.1.a Cas où l'on désire utiliser l'onde hyperfréquence (cavité montée en réflexion ou absorption).



Ici la cavité est un ondemètre dont nous possédons le graphe

$f_{\text{référence}} = g$ (distance) ; nous permettant ainsi grâce à un réglage sur l'ondemètre de fixer la fréquence de référence.

Nous savons de plus que pour un tel montage de la cavité les caractéristiques de transfert ont l'allure suivante :



Reprenons notre exemple : Nous désirons obtenir la fréquence $f_0 = 1$ GHz. L'ondemètre qui sert de référence est ajusté sur une distance "d" permettant d'obtenir pour fréquence de résonance de la cavité la fréquence recherchée $f_0 = 1$ GHz.

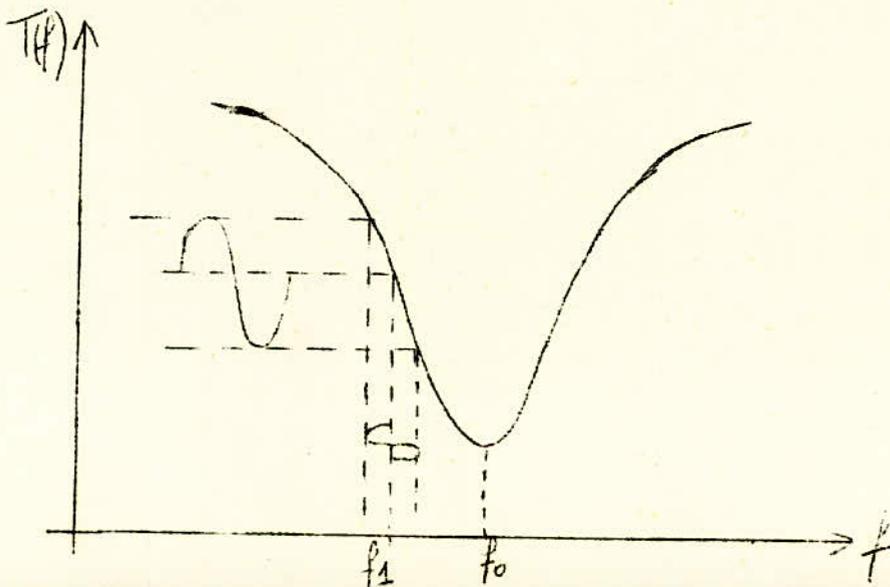
Une fois mis en marche le générateur hyper va délivrer une fréquence f_1 différente de f_0 . Supposons que f_1 est inférieure à f_0 .

Nous modulons en fréquence (volontairement), par l'intermédiaire du stabilisateur, le signal issu du générateur.

Cette modulation est faite à la fréquence de 10 KHz, ce qui ne perturbe pas tellement la précision du système ;

Soit une erreur de $f_0/f = \frac{10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 10^{-5}$

Ce signal modulé en fréquence va mettre en évidence à la sortie du résonateur un signal modulé en amplitude ; dont un détecteur en extrait la modulatrice.



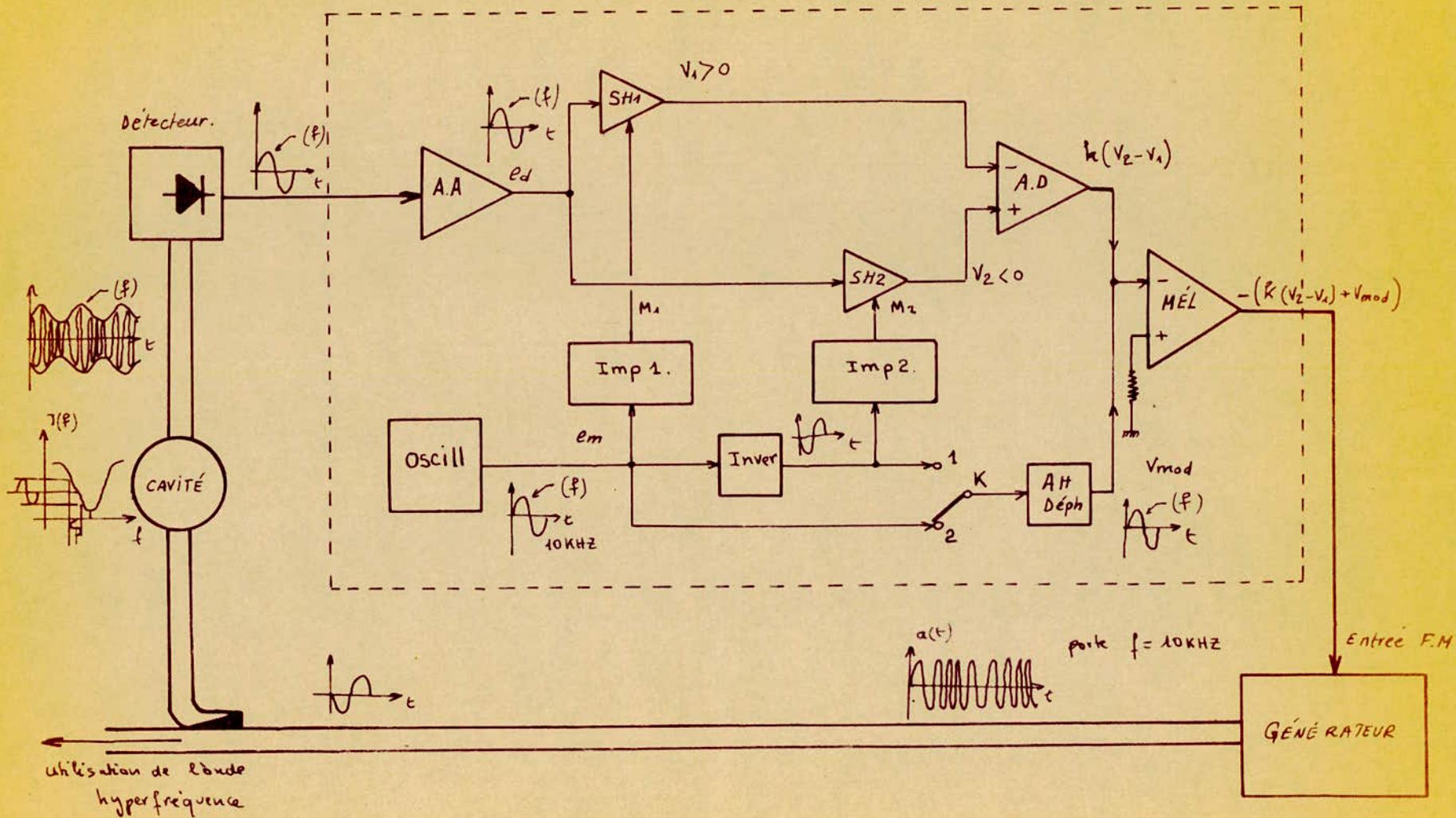
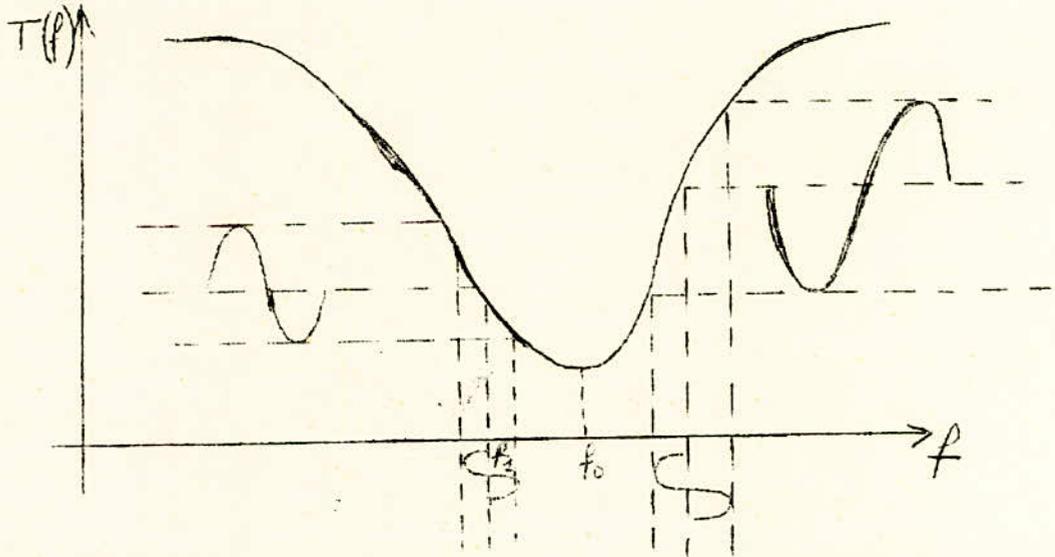


FIG. 1
 CAVITE ETUDIEE
 en
 REFLECTION

Il est à remarquer que suivant la valeur de f_1 donc de l'écart de fréquence $\Delta F = f_0 - f_1$ l'amplitude du signal détecté se trouve modifiée.



L'amplitude du signal détecté qui servira de donnée d'analyse dépend du point de fonctionnement.

L'interrupteur K est mis en position (2) qui est prévu pour le montage "Réflexion ou Absorption".

L'oscillateur délivre le signal V_{osc} ; celui-ci attaque l'atténuateur-déphaseur qui délivre à sa sortie V_{mod} .

L'amplitude de V_{osc} est de l'ordre de 8,5 V sa fréquence est de 10 KHz.

L'amplitude de V_{mod} peut-être choisi entre 0 et quelques volts crête à crête grâce au potentiomètre de réglage de niveau de 1 K.Ω.

Cette valeur d'amplitude de V_{mod} n'est pas d'une grande importance ; car dans la formule donnant le signal de sortie du générateur soit $a(t)$:

le signal de modulation est la somme de deux signaux $V + M \cos \Omega t$
 V signal continu de correction

$$V_d = M \cos \Omega t$$

$$\Omega = 2 \pi 10 \cdot 10^3$$

donc M est l'amplitude qu'on(ajoute)ajuste avec le potentiomètre.

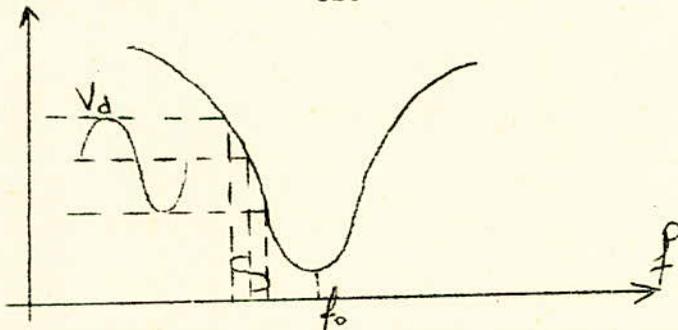
$$a(t) = A_0 \left(\cos (\omega_0 + \Delta \omega_0 v) t + \frac{\Delta \omega_0}{\Omega} M \sin \Omega t \right)$$

On remarque que le terme $\left(\frac{\Delta \omega_0}{\Omega} M \sin \Omega t \right)$ est négligeable devant $(\omega_0 + \Delta \omega_0 v) t$.

Cet même oscillateur attaque un inverseur qui nous permet d'obtenir V_{inv} . Les signaux V_{osc} et V_{inv} (après écrêtage de l'alternance positive et élimination de la négative) attaquent des monostables identiques dont le temps de conduction est de $4\mu s$. Ces monostables répondent à des fronts négatifs.

L'allure du signal issu de l'oscillateur se retrouve comme nous l'avons dit à la sortie du déphaseur ; mais à la sortie du mélangeur il y a inversion de phase ; donc le signal servant à la modulation de fréquence est déphasé de π par rapport au signal de l'oscillateur.

Nous remarquerons qu'à la sortie de la cavité, et du détecteur le signal obtenu se retrouve en phase avec V_{osc} .



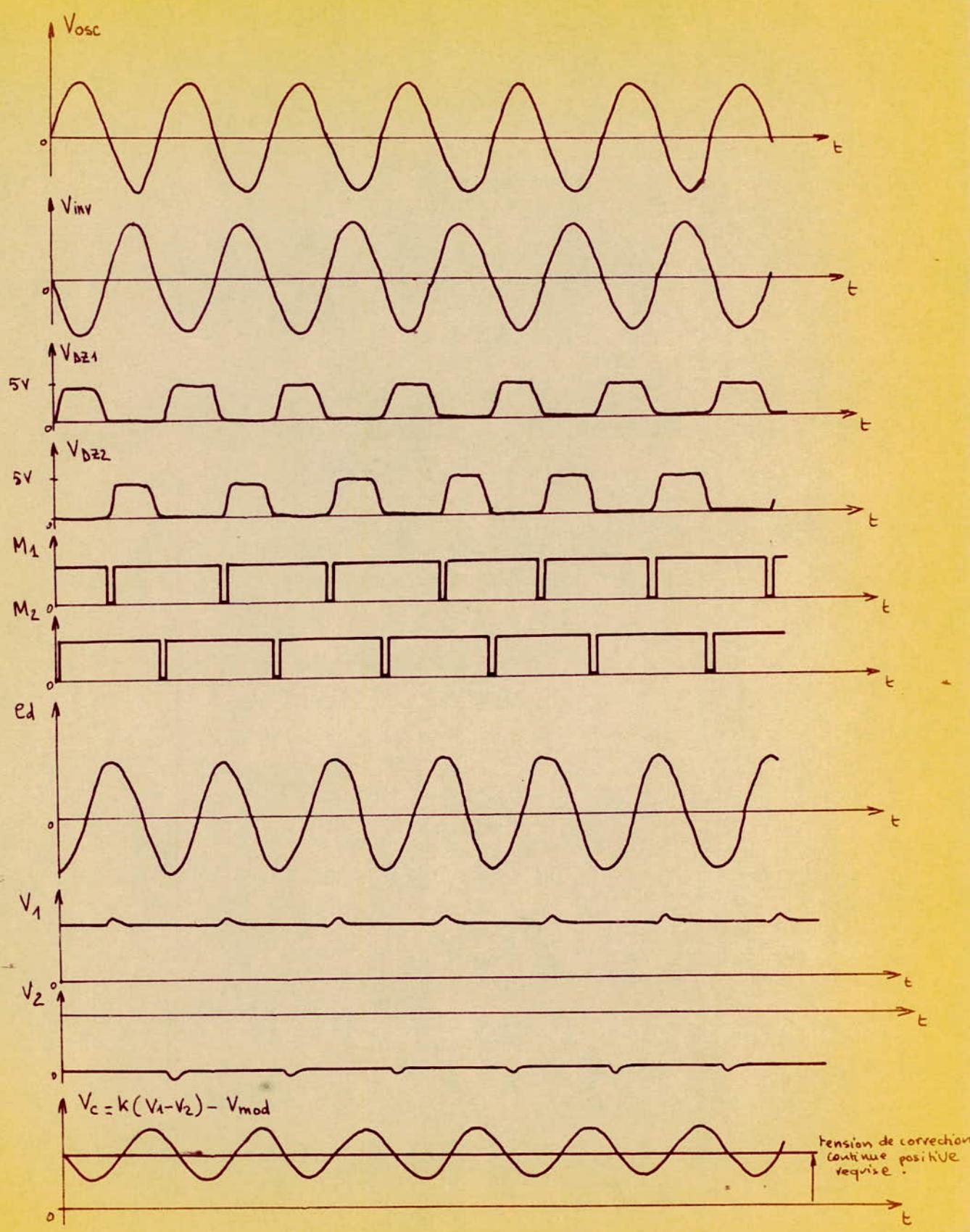
Ce signal étant de valeur faible (V_d) ; il est alors amplifié avec un gain variant de 0 à 100.

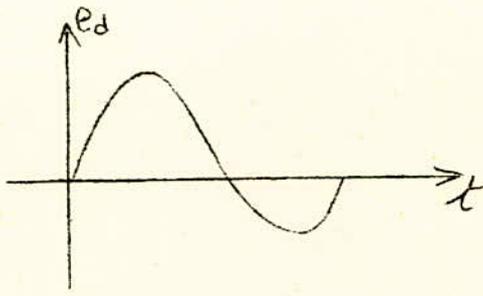
Le signal e_d ainsi obtenu va attaquer deux échantillonneurs-bloqueurs.

En réalité l'amplitude maximale E_M de $e_d = E_M \cos (\Omega t + \varphi)$

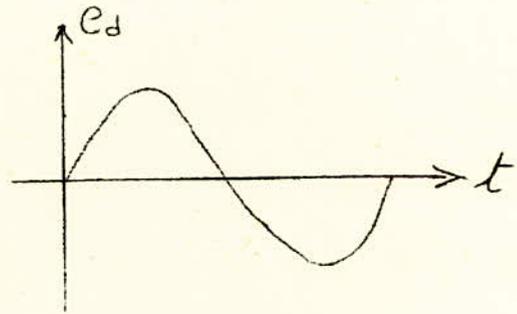
Nous renseigne sur l'écart de fréquence à rattraper.

Au lieu de faire l'analyse de cette donnée E_M ; ce qui pourrait entraîner des erreurs, cause de l'augmentation du temps de réponse du système.





Signal non correct diminuant
la rapidité de la réponse.



Signal correct.

Nous préférons utiliser la donnée crête à crête du signal e_d .

Pour cela nous utilisons les deux échantillonneurs - bloqueurs dont l'un à pour but de sélectionner le maximum positif et l'autre le maximum négatif.

Les échantillonneurs sont déclenchés par les monostables dont les impulsions de sortie d'une durée de $4\mu s$ sont représentées par M_1 et M_2 . Pour sélectionner les maximum des deux alternances, on se servira du déphaseur ; permettant ainsi d'ajuster le moment d'échantillonnage.

A la sortie du premier échantillonneur - bloqueur SH_1 nous obtenons un signal V_1 positif et à la sortie de SH_2 un signal V_2 négatif. Ces deux signaux vont alors être sommés à l'aide d'un amplificateur différentiel afin d'obtenir le signal $k(V_2 - V_1)$ avec k positif.

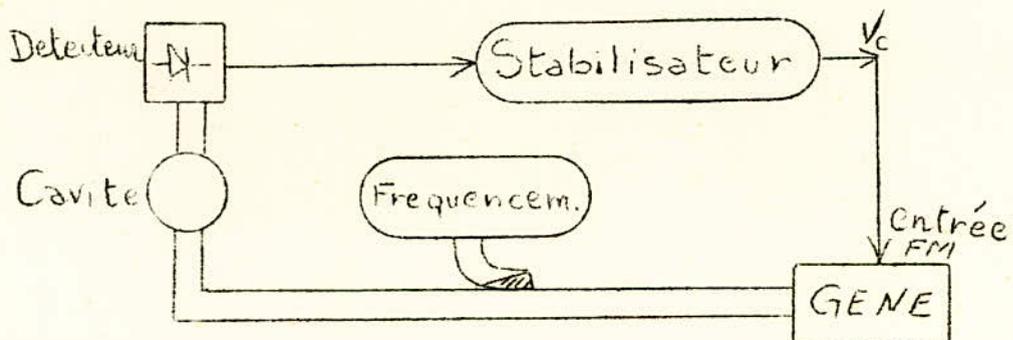
Ce signal est négatif ; il est mélangé à celui issu du déphaseur afin d'obtenir la tension de correction nécessaire

$$V_c = k(V_1 - V_2) - V_{mod}$$

Cette tension V_c (positive) va permettre de faire passer f_1 à f_2 ($f_2 > f_1$) et ainsi de suite jusqu'à f_0 .

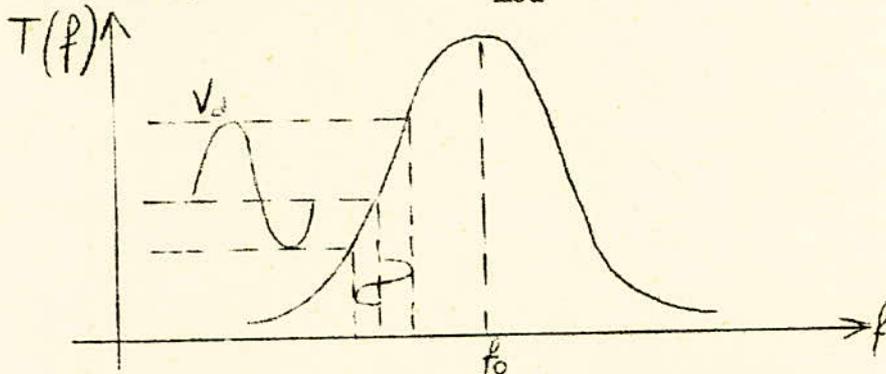
IX.2.1.b. cas où l'on désire étudier un matériau

(cavité montée en transmission)



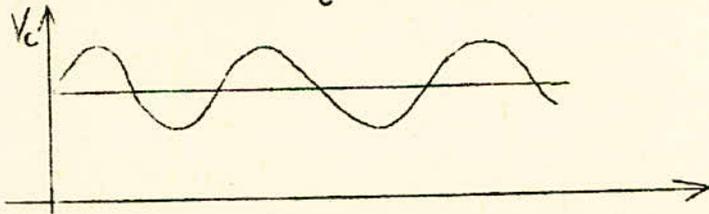
Dans ce cas il suffit de mettre l'interrupteur K dans la position (1). Le signal issu de l'oscillateur se retrouve inversé à l'entrée et à la sortie du déphaseur.

A la sortie du mélangeur le signal provenant du déphaseur se retrouve inversé soit $+V_{\text{mod}}$; c'est à dire que le signal attaquant la cavité va suivre la même variation que V_{mod} ; soit :



Donc à la sortie du détecteur on obtient la même forme de signal que celui issu de l'oscillateur.

En reprenant le même raisonnement que précédemment on remarquera qu'on obtient à la sortie la tension V_c requise ayant la forme suivante :



Dans le cas où f_1 serait supérieure à f_0 notre montage permet de mettre en évidence une tension continue négative permettant ainsi de ramener successivement f_1 vers f_0 .

IX.2.2. Zone d'accrochage. Plage de fonctionnement.

Deux notions sont à distinguer :

- * La zone d'accrochage proprement dite qui dépend de la caractéristique de transfert du résonateur de référence.

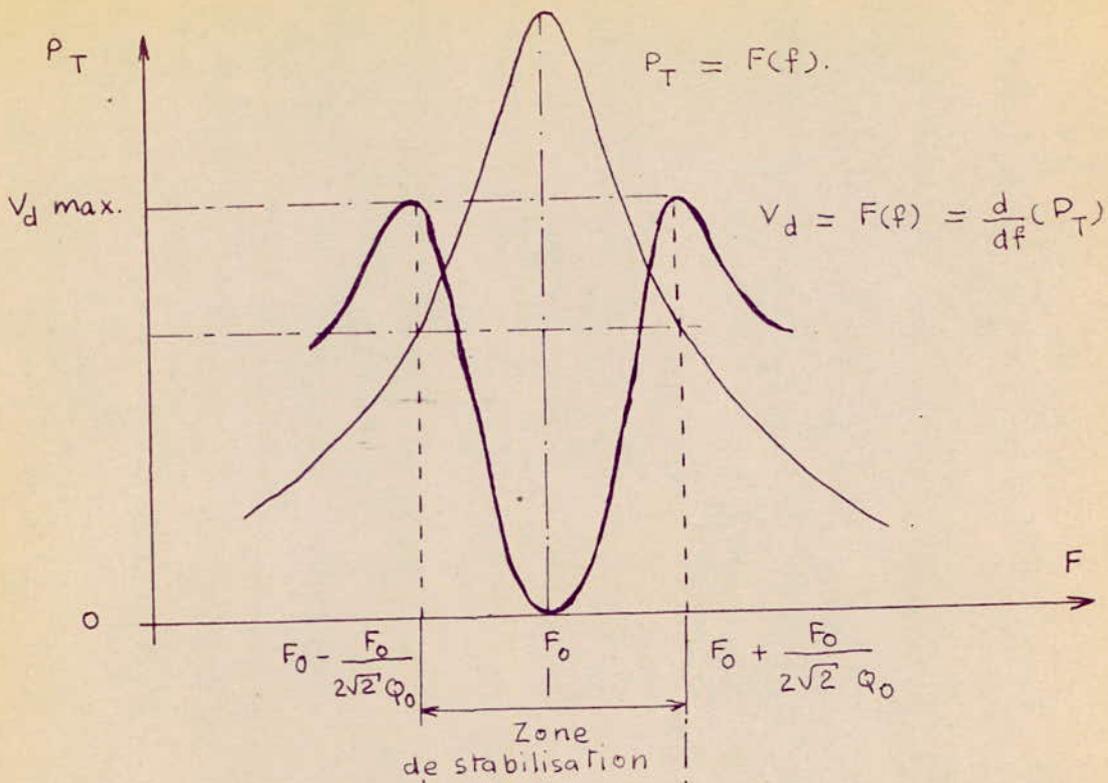


FIG.

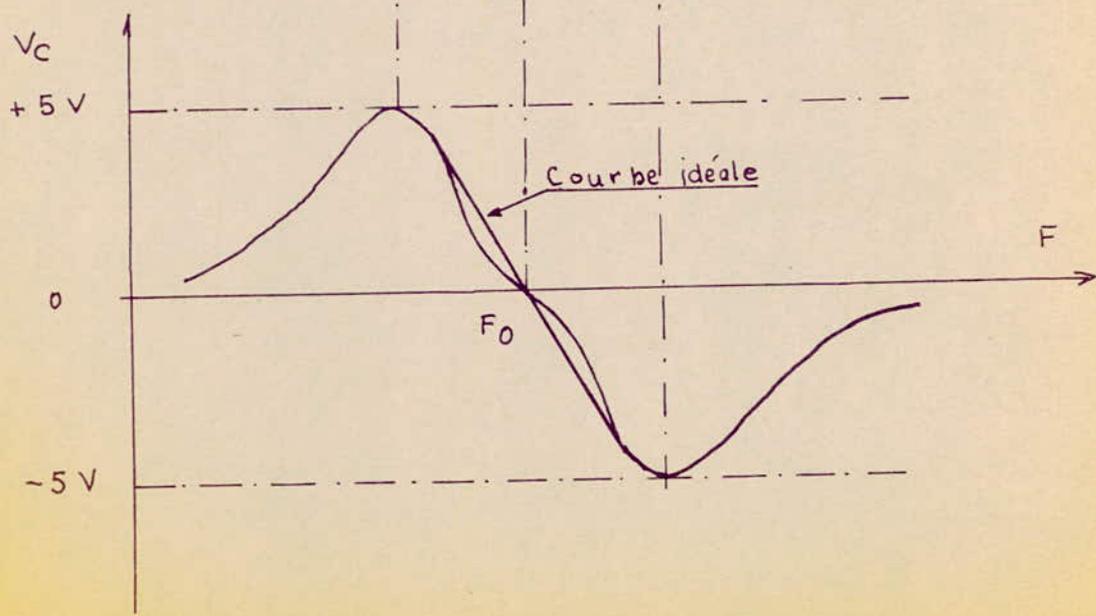


FIG. 2 Caractéristique de transfert du résonateur

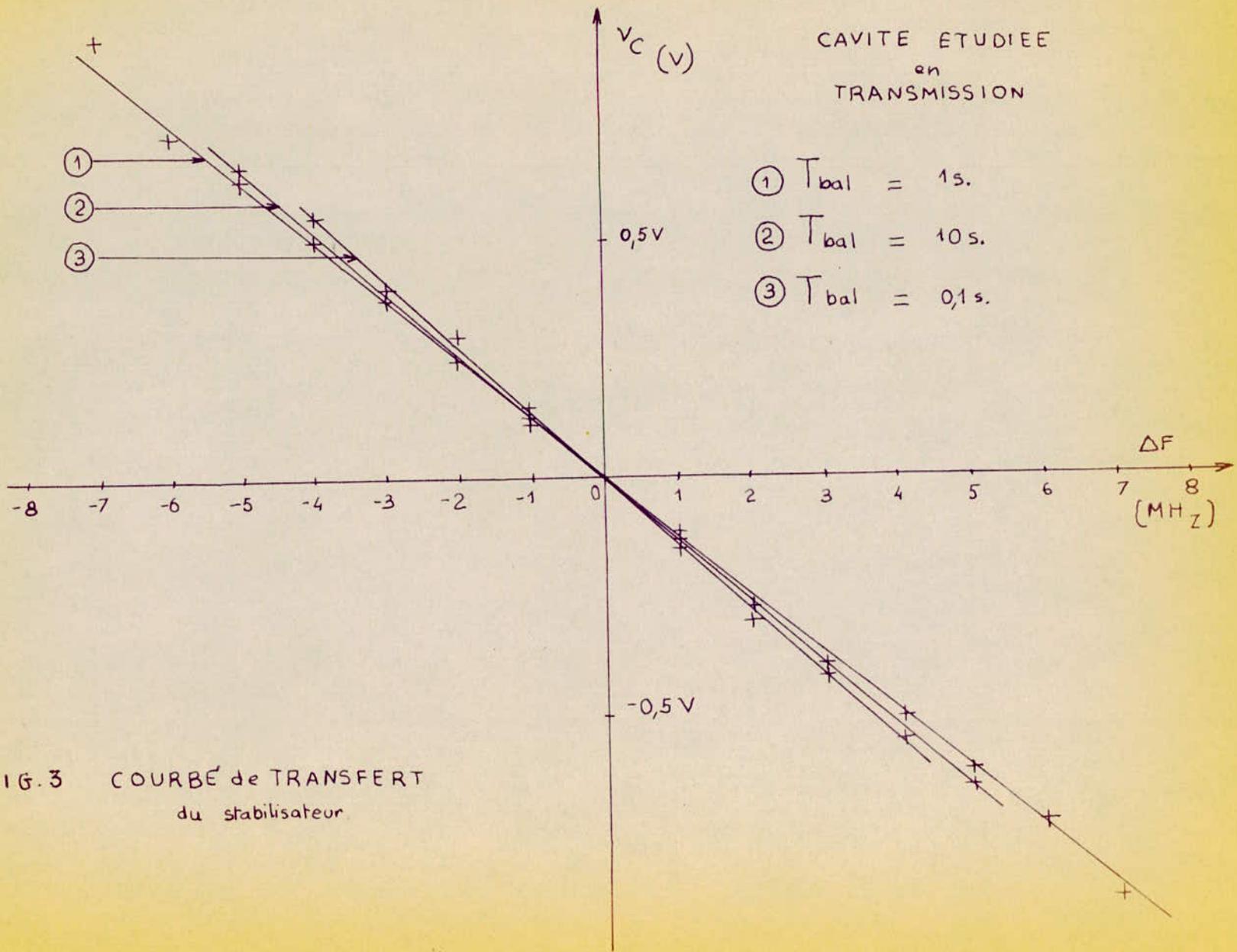


FIG. 3 COURBÉ de TRANSFERT
du stabilisateur

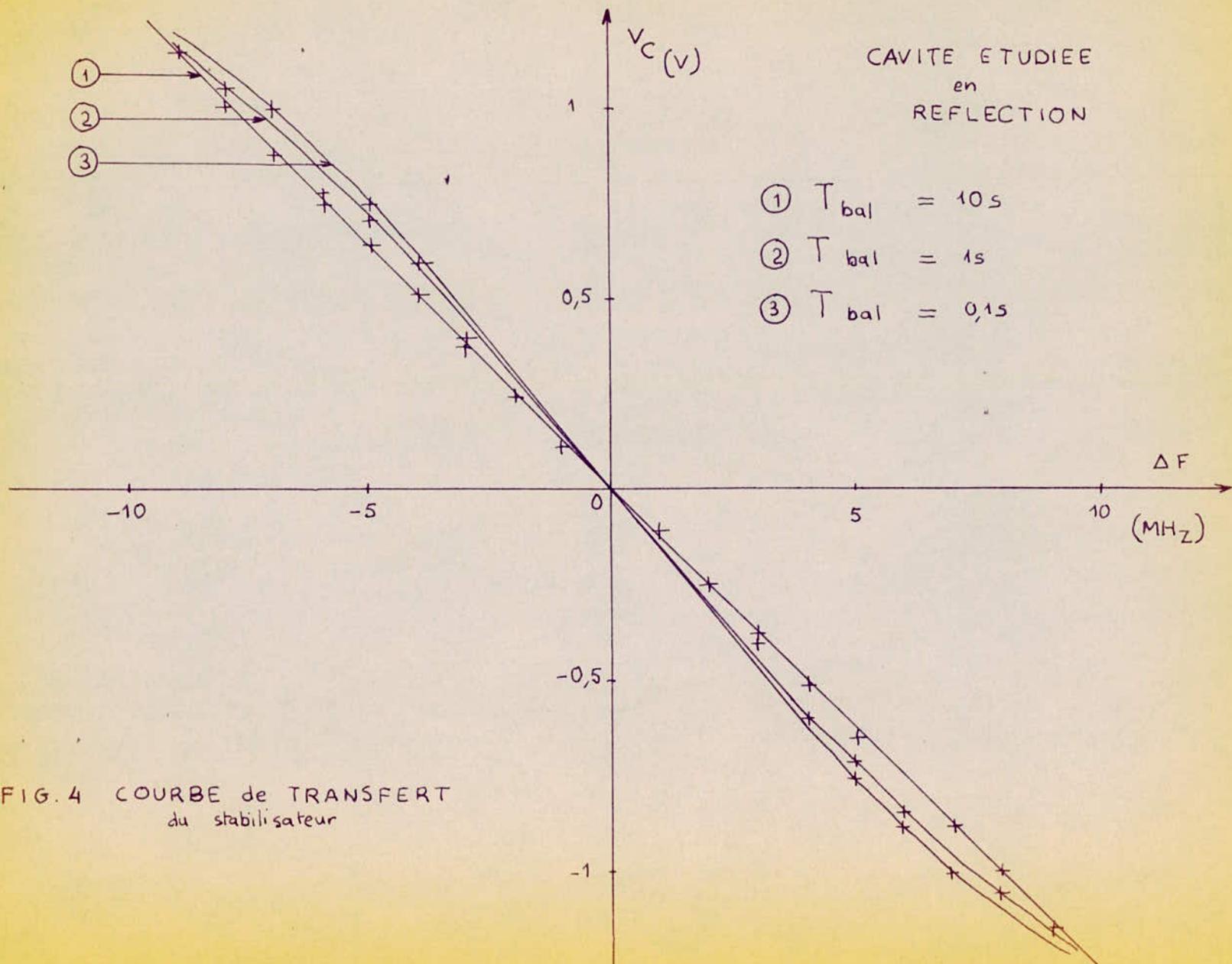


FIG. 4 COURBE de TRANSFERT
du stabilisateur

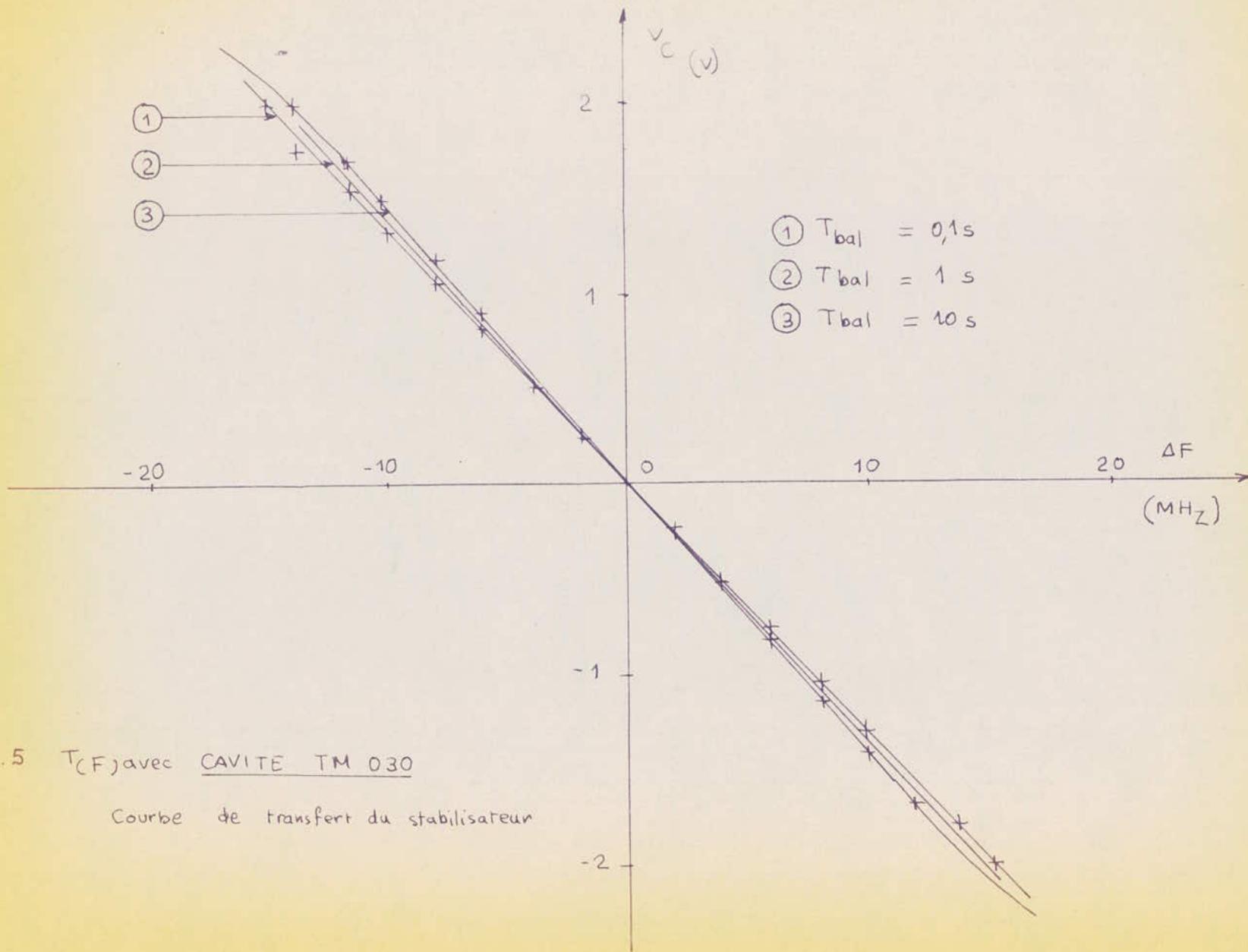


FIG.5 $T_c(F)$ avec CAVITE TM 030

Courbe de transfert du stabilisateur

* la plage de fonctionnement qui chiffre l'écart maximal entre la fréquence du générateur libre et celle du générateur stabilisé.

La zone d'accrochage se détermine graphiquement :

elle est située entre les deux points d'inflexion de la caractéristique de transfert du résonateur.

La figure 2 montre l'allure de $V_d(f)$ et la zone de stabilité (ou d'accrochage) du dispositif stabilisateur.

La plage de fonctionnement de l'ensemble générateur - stabilisateur se déduit des figures 3,4,5 (courbes bibliographiques).

Celles-ci représentent les variations de la tension de correction V_c issue du stabilisateur dues à des variations de fréquence de la cavité de référence, montée en transmission et en réflexion.

La vitesse de balayage permet de plus l'accès au temps de réponse de l'ensemble ainsi créé.

IX.2.3. Temps de réponse.

Un système dont le coefficient de transfert peut s'écrire :

$$K(j\omega) = P(\omega) e^{j\phi(\omega)}$$

introduit un retard τ tel que :

$$\tau = \frac{\partial \phi(\omega)}{\partial \omega}$$

qui correspond au temps de propagation de groupe (de l'énergie) de ce système.

Dans un système, tel que le notre il est essentiel de s'intéresser au temps de réponse de l'ensemble ; à savoir l'intervalle de temps séparant l'apparition d'une tension aux bornes du détecteur et la naissance d'une tension continue en sortie.

Pour déterminer ce temps de réponse, il faudra tenir compte du résonateur et de la voie signal du schéma synoptique.

IX.2.3.1. Cas du résonateur.

Le coefficient de transfert en amplitude du résonateur qui a pour expression :

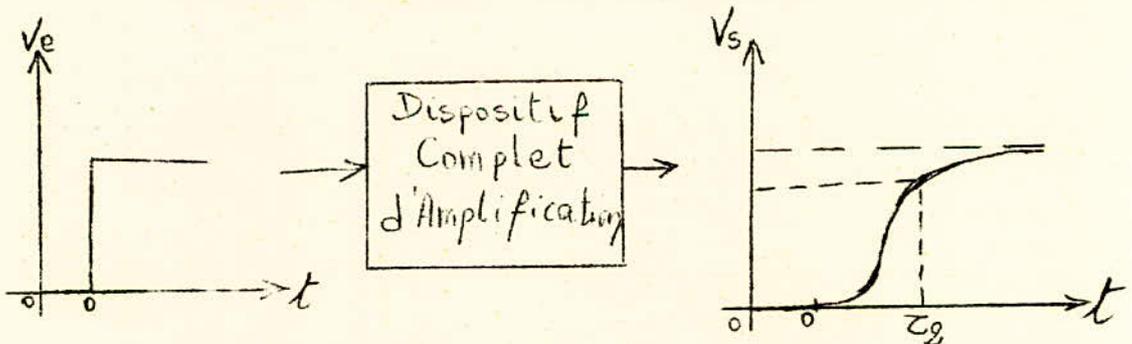
$$K(j\omega) = \frac{A_0}{2T_1} \cdot \frac{1}{\frac{\omega_0}{2Q_0} + j(\omega - \omega_0)}$$

Peut se mettre sous la forme :

$$K(j\omega) = \frac{A_0 Q_0}{\pi} \left(\frac{1}{\omega_0^2 + 4Q_0^2 (\omega - \omega_0)^2} \right)^{1/2} e^{j \arctg \frac{2Q_0(\omega - \omega_0)}{\omega_0}}$$

Le retard τ introduit par le résonateur a pour valeur :

$$\tau_1 = \frac{\partial \phi(\omega)}{\partial \omega} = \frac{2Q_0 \omega_0}{\omega_0^2 + 4Q_0^2 (\omega - \omega_0)^2}$$

IX.2.3.2. Cas du dispositif complet d'amplification.

Sans entreprendre de calculs ; vue que notre dispositif ne comporte pas de filtre entraînant de grand retard ; une méthode expérimentale permet d'évaluer τ_2 .

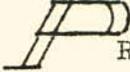
Connaissant le temps de réponse total de l'ensemble

$$\tau_t = \tau_1 + \tau_2$$

Nous pouvons conclure en disant :

Pour des variations de fréquence du résonateur inférieures dans le temps à τ_t le dispositif ne peut plus fonctionner c'est à dire que toutes les variations de permittivité des échantillons à mesurer doivent durer au moins τ_t pour être enregistrées.

 REALISATION

 RATIQUE



ENTRÉE

SORTIE

15V

-15V

5V

MASSE

TRANS

ABS/REFL

AMPLI-DIFF

INTEG

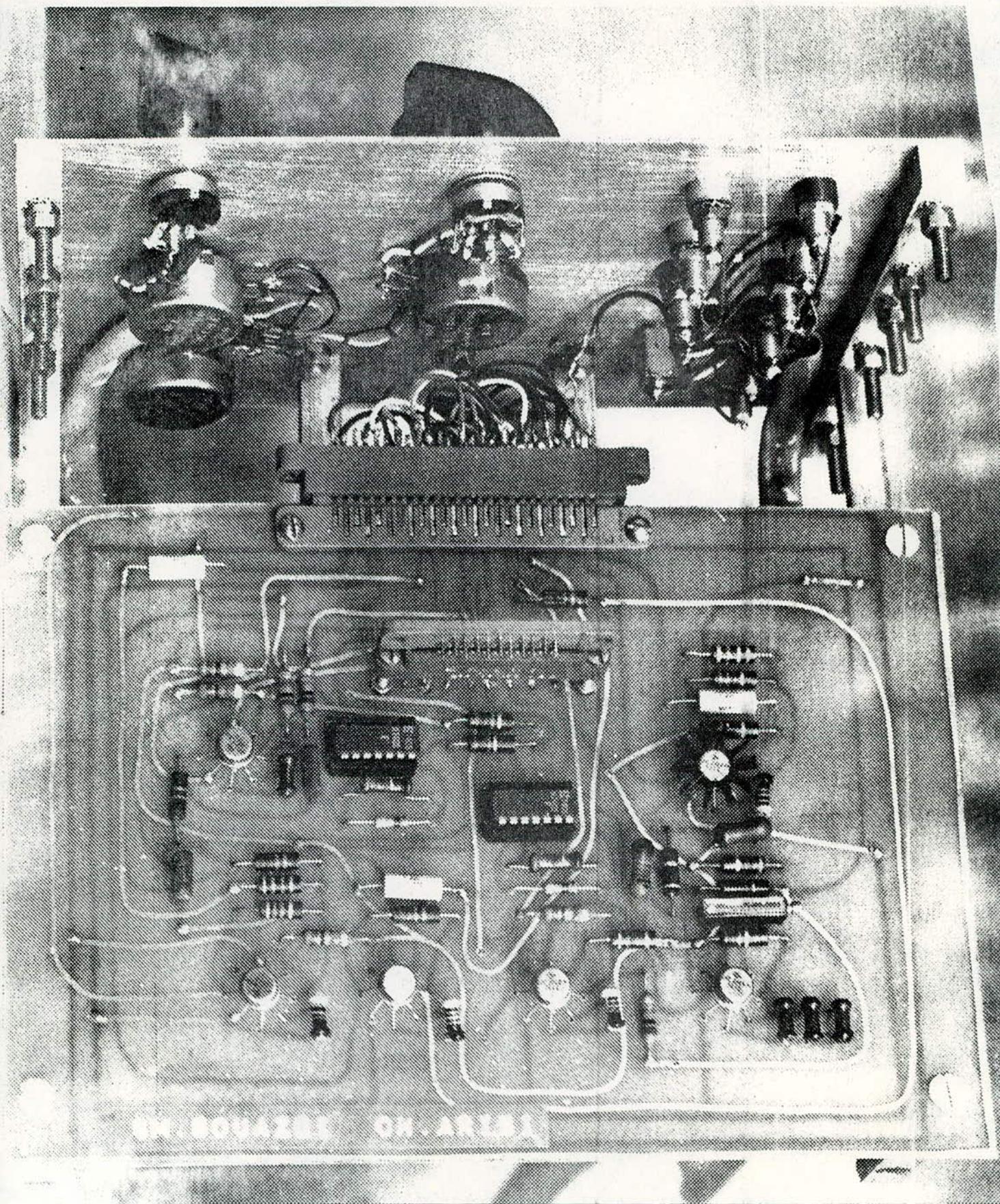
DEPHASAGE

ATTENDANT

AMPLI-ALTIM

STABILISATEUR DE FREQUENCE

POUR HP. 8820A



C O N C L U S I O N



L'étude et la réalisation partielle de ce stabilisateur à échantillonnage nous a permis d'approfondir nos connaissances en électronique et d'affiner notre pratique.

Malheureusement, l'absence des "échantillonneurs bloqueurs" nous a empêché de mener à bien le but fixé, à savoir la mise au point d'une manipulation en hyperfréquence (stabilisation d'un générateur hyperfréquence : étude des propriétés diélectriques de matériaux).

Cependant, nous espérons que le laboratoire d'hyperfréquence sera à l'avenir doté d'un banc performant, afin que cette étude puisse être achevée dans de meilleures conditions par nos successeurs.

Annexe 1

ÉQUATIONS DE MAXWELL

Le champ électromagnétique et ses interactions avec la matière se décrivent macroscopiquement à l'aide de quatre vecteurs à composantes réelles, fonctions du point M et du temps t , à savoir (avec mention des unités de mesure) :

E (V/m) et H (A/m) : champs électrique et magnétique.

D (Cb/m²) et B (wb/m² ou T) : inductions électrique et magnétique.

Ces vecteurs remplissent les équations différentielles suivantes, connues globalement comme équations de Maxwell (unités S.I) :

● équation de Maxwell-Ampère :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} H = \frac{\partial \overrightarrow{D}}{\partial t} + \overrightarrow{J} \quad (A1.1)$$

● équation de Maxwell-Faraday :

$$\overrightarrow{\text{Rot}} E = - \frac{\partial \overrightarrow{B}}{\partial t} \quad (A1.2)$$

● Loi de Gauss, existence de charges électriques libres (non compensées) :

$$\text{div } \overrightarrow{D} = \rho \quad (A1.3)$$

● Inexistence de pôles magnétiques libres :

$$\text{div } \overrightarrow{B} = 0 \quad (A1.4)$$

Plaçons-nous en régime harmonique (sinusoidal) établi, de pulsation ω (tout autre régime pouvant en principe s'y ramener à l'aide de l'analyse de Fourier). A un point fixe M , les composantes seront de la forme :

$$F_i(t) = \bar{F}_i^{\circ} \cos(\omega t + \varphi_i) \\ = F_i^{\circ} \cos \varphi_i \cdot \cos \omega t - F_i^{\circ} \sin \varphi_i \cdot \sin \omega t, \quad (i=1,2,3), \quad (A1.6)$$

F_i° : les amplitudes des composantes (amplitudes réelles, que l'on peut considérer comme positives),

φ_i : les phases initiales (à $t=0$).

En éliminant le temps t dans le système (A1.6), on trouve que, généralement, la courbe de polarisation est une ellipse : La polarisation d'un champ harmonique est généralement elliptique. Ce n'est que dans des cas particuliers où la polarisation peut devenir circulaire ou rectiligne.

L'interaction des champs avec la matière s'exprime, à l'échelle macroscopique, par les inductions \vec{D} et \vec{B} :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}_e, \quad \vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{P}_m \quad (A1.7)$$

$$\epsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12}$$

$\approx 10^{-9} / 36 \pi$ (F/m) : la permittivité ou constante diélectrique (absolue) du vide,

$$\mu_0 = 1,2566 \cdot 10^{-6} \\ = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ (H/m)} : \text{ la perméabilité (absolue) du vide,}$$

$$\epsilon_0 \mu_0 = 1/c^2$$

$$c = 2,9979 \cdot 10^8 \text{ m/s} \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (A1.8)$$

\vec{J} (A/m²): vecteur de la densité du courant électrique,

ρ (Cb/m³): densité de la charge électrique (scalaire).

Il est préférable de concevoir ces relations classiques comme des axiomes, dont les conséquences sont vérifiées par l'expérience. On admet que les équations macroscopiques de Maxwell ont un sens et restent valables pour n'importe quel régime par rapport au temps, et aussi bien dans le vide que dans n'importe quel milieu matériel (pour les conditions aux limites, qui s'appliquent sur les surfaces de discontinuité). Elles sont écrites comme ci-dessus, sous forme différentielle (« forme ponctuelle »), d'où l'on peut déduire, si l'on veut, la forme intégrale.

Si l'on applique à (A1.1) l'opérateur div et si l'on tient compte de (A1.3), la loi de conservation de la charge électrique se retrouve :

$$\operatorname{div} \vec{J} = - \frac{\partial \rho}{\partial t}, \quad (\text{puisque } \operatorname{div}(\operatorname{Rot} \vec{H}) \equiv 0) \quad (A1.5)$$

Chacune des équations vectorielles (A1.1) et (A1.2) représente l'ensemble de trois équations scalaires concernant les composantes des vecteurs impliqués (en coordonnées cartésiennes, cylindriques, sphériques ou autres coordonnées d'un système d'axes ortho normé).

Considérons un de ces vecteurs que nous noterons $\vec{F}(M, t)$, et soit (F_1, F_2, F_3) ses composantes. Si l'on se place à un point fixe M , le vecteur considéré $\vec{F}(t)$ décrit généralement une courbe dont $F_1(t), F_2(t), F_3(t)$ sont les équations paramétriques.

Cette courbe est la courbe de polarisation du champ correspondant.

Il est évident qu'en régime périodique, on aura :

$$\vec{F}(M, t_0) = \vec{F}(M, t_0 + T)$$

T : la période.

$c =$ la vitesse de la lumière dans le vide,
 \vec{P}_e (cb/m²) et \vec{P}_m (wb/m² ou T) : les polarisations électrique
et magnétique de la matière (ne pas confondre
ces polarisations avec la polarisation des champs).

Les polarisations de la matière proviennent de processus
qui se passent à l'échelle atomique sous l'action des
champs électrique et magnétique.

\vec{P}_e représente le moment électrique (macroscopique) par
unité de volume de matériau (cb.m/m³, soit cb/m²),

\vec{P}_m représente le moment magnétique par unité de volume
(wb.m/m³).

Lier ces polarisations aux processus responsables de
l'échelle atomique, c'est un problème envisagé dans
les théories diélectriques et magnétiques.

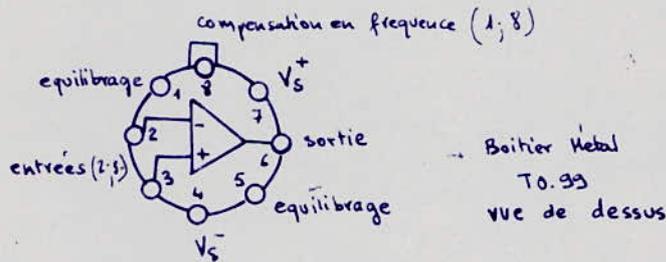
Annexe 2

AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL SF.C2748M

VALEURS LIMITES ABSOLUES

Type	Boîtier	Gamme de l'°° ambiante	Température de stockage	V _S (V)	P (mW)	V _{ID} (V)	V _I (V)	Durée de court-circuit en sortie
SF.C2748M	TO.99	-55°C, +125°C	-65°C, +150°C	±22	500	±30	±15	illimitée

BROCHAGE



La broche 4 est reliée au boîtier.

Description générale

Le SF.C 2748 M est un amplificateur opérationnel d'usage général à structure intégrée monolithique. Il présente de faibles tensions et courants résiduels, de faibles dérives en température. Principales caractéristiques :

- ▲ Compensation en fréquence par une seule capacité de 30 pF
- ▲ Faible consommation = 500 mW à ±15V
- ▲ tension d'alimentation = ±5V à ±20V
- ▲ Protection contre les courts-circuits permanents
- ▲ Utilisation en comparateur avec une tension d'entrée différentielle jusqu'à ±30V
- ▲ Pas de "Latch up" en cas de dépassement de la tension d'entrée limite en mode commun
- ▲ Même brochage que le SF.C 2709

La capacité de compensation spécifiée par le gain unité rend le circuit stable pour tout circuit de contre réaction, même avec des charges capacitives.

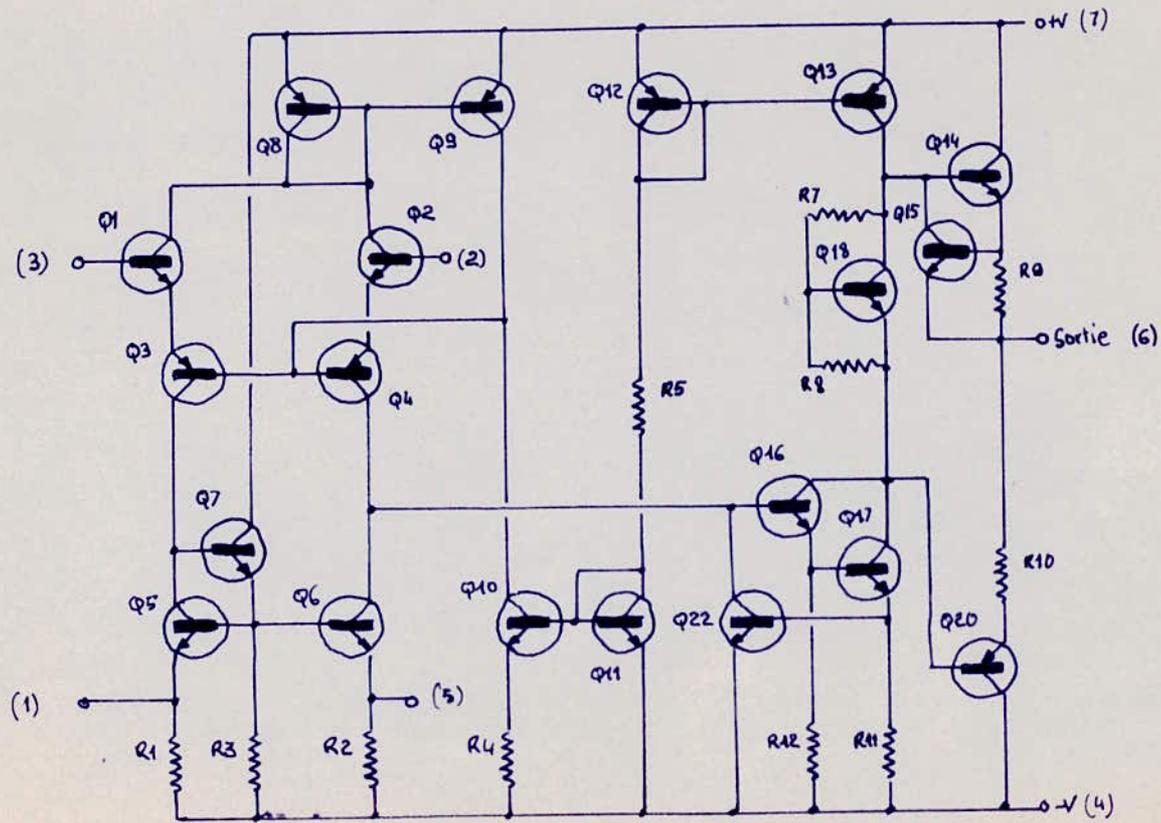


Schéma complet du
S.F.C 2748M

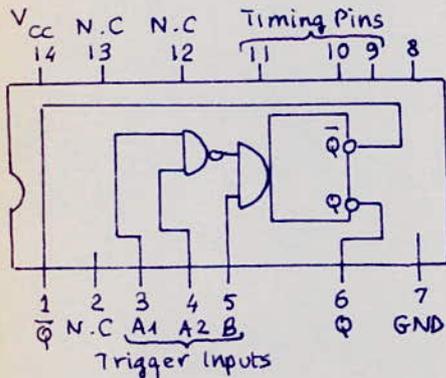
Annexe 3

MONOSTABLE

Description

The SN74121N is a monolithic T. T. L. monostable featuring D. C. triggering from positive or gated negative going inputs with inhibit facility. Both positive and negative going output pulses are provided, with full fan out of 10- and normal T. T. L. line driving capability.

Pulse triggering occurs at a voltage level and is not directly related to the transition time of the input pulse. Schmitt trigger input circuitry (T. T. L. compatible - and featuring temperature independent backlash) on the B input allows jitter free triggering from inputs with transition times as slow as 1 volt/sec, and also provides the circuit with excellent noise immunity - typically 1.2 volts. Internal latching also provides the circuit with high immunity to V_{CC} noise - typically 1.5 volts.



NOTE

A1 and A2 are negative edge logic trigger inputs, and will trigger the one shot when either or both go low with B high.

B is a positive edge Schmitt trigger input for slow edges or level detection, and will trigger the one shot when B goes high with A1 or A2 low. (See Truth Table).

Once fired the device outputs are independent of any further transitions on the device inputs, and are a function only of timing components. Input firing pulses may be of any duration relative to the output pulse. Output pulse lengths may be varied from 40 ns to 40 seconds by choosing suitable timing components. With no external timing components connected (i.e. pin 9 connected to pin 14, pins 10, 11 non-connected) an output pulse of typically 30 ns is achieved which may be used as a d. c. triggered reset signal. Output rise and fall times are T. T. L. compatible and independent of pulse length.

Pulse width is virtually independent of V_{CC} (4.75 → 5.25V) and temperature (0°C → 70°C), this is achieved through internal compensation. In most applications pulse stability will be limited by external timing components.

Jitter free operation is maintained over the full temperature and V_{CC} range for more than six decades of timing capacitance (10 pF → 10 μF) and more than one decade of timing resistance (2kΩ → 40kΩ); throughout these ranges, pulse width is defined by the relationship $\tau_{p.w} = C_T R_T \log_e 2$.

Circuit performance is achieved with a nominal power dissipation of 30 mW at 5.0 volts (1:1 mark-space) - and with a quiescent dissipation of typically 65 mW.

Mark-space ratios as high as 10:1 are achieved when using $R_T = 40k\Omega$ - even higher mark-space ratios are achievable if a certain amount of pulse width degradation is allowed.

TRUTH TABLE

t_n INPUT			t_{n+1} INPUT			OUTPUT
A1	A2	B	A1	A2	B	
1	1	0	1	1	1	Inhibit
0	X	1	0	X	0	"
X	0	1	X	0	0	"
0	X	0	0	X	1	One Shot
X	0	0	X	0	1	One Shot
1	1	1	X	0	1	///
1	1	1	0	X	1	///
X	0	0	X	1	0	Inhibit
0	X	0	1	X	0	"
X	0	1	1	1	1	"
0	X	1	1	1	1	"
1	1	0	X	0	0	"
1	1	0	0	X	0	"

- NOTES:
- (i) t_n = time before input transition
 - (ii) t_{n+1} = time after input transition
 - (iii) X indicates that either a logical 0 or 1 may be present.

Recommended operating conditions

Supply voltage V_{CC} 4.75V to 5.25V
 Nominal 5.0V
 Maximum fan out from
 each output 10

Output pulse characteristics

Minimum timing resistance (Total) 1.4k Ω

Maximum " " (Total) 40k Ω

Minimum timing capacitance 0 pF

Maximum " " 1000 μ F

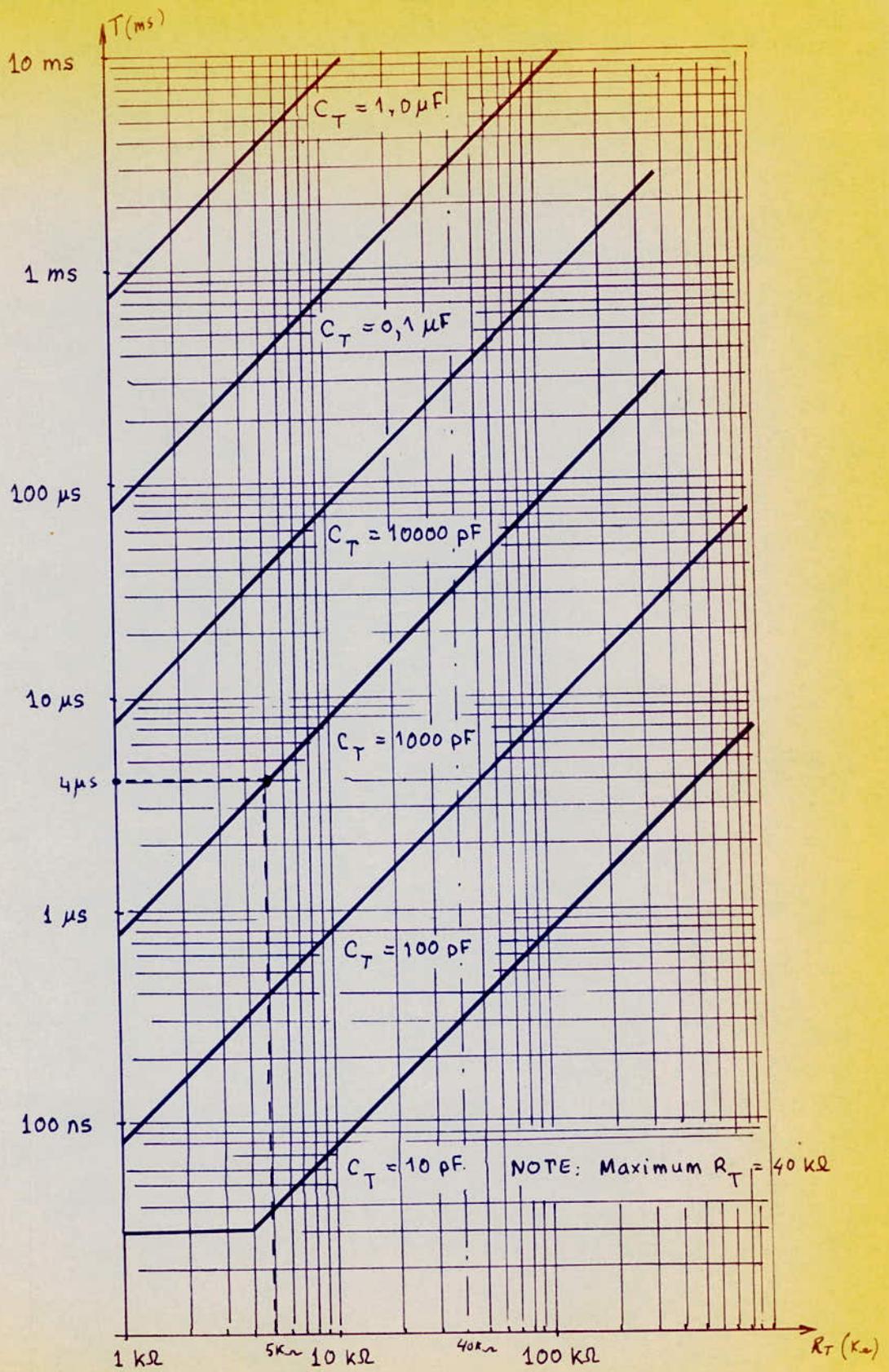
Minimum output pulse width 40 ns

Maximum " " " 40s

Maximum recommended duty
 cycle

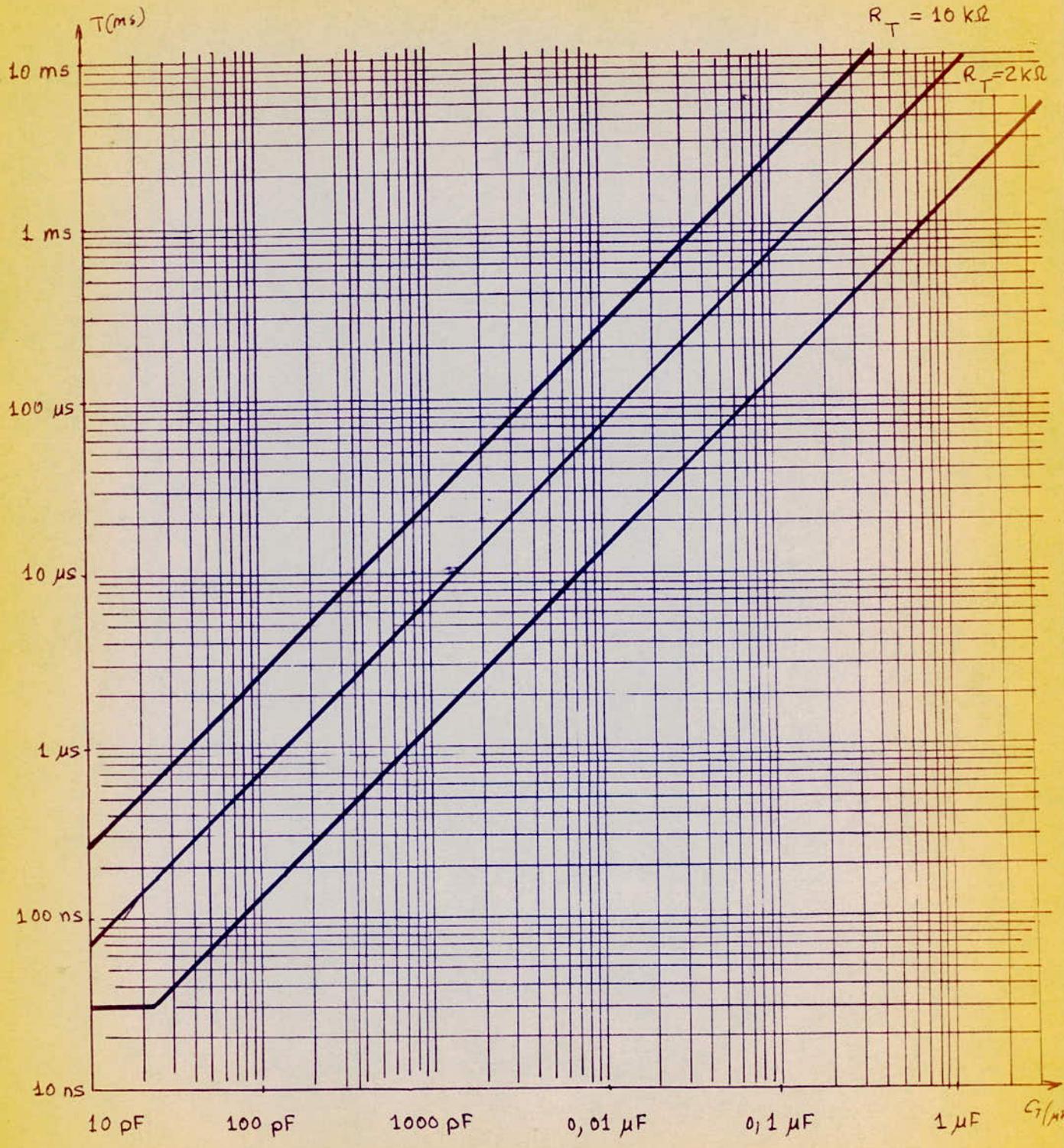
$R_T = 2k\Omega$ 2:1

$R_T = 40k\Omega$ 10:1



Graph. 1.

Maximum $R_T = 40 \text{ k}\Omega$



Graphe . 2.

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

— o o o —

- (1) E. ARGENCE et Th. KAHAN : Théorie des guides et cavités électromagnétiques.
- (2) G. BOUDOURIS : Cavités électromagnétiques.
- (3) R. DUGHAULT : Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel.
- (4) P. GUENARD : Etude physique des tubes électroniques pour hyperfréquences.
- (5) Mc. GRAW-HILL : Electrical and electronic engineering series.
- (6) H. LILEN : Principes et applications des circuits intégrés linéaires.
- (7) Y. LOISELET : L'amplificateur opérationnel dans les asservissements.
- (8) R.K. MARSTON : 110 études pratiques de l'amplificateur opérationnel.
(traduit de l'anglais par F. MILSANT)
- (9) P.A. NEETESON : Transistors à jonctions dans les montages à impulsions.
- (10) B. PIRPOMIAU : Thèse -3^{ème} cycle-(Dijon).
- (11) E. ROUBINE : Circuits pour ondes ultracourtes.
- (12) SECOSEM : Circuits intégrés linéaires.
- (13) TEXAS INSTRUMENTS : The TTL Data Book.
