

29/81

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

ELECTRONIQUE

Department  
Electronics

# PROJET DE FIN D'ETUDES



ETUDE ET REALISATION D'UN

GENERATEUR A FREQUENCE VARIABLE



PROPOSÉ PAR :  
**Mr IVAN IVANOV L.**  
Docteur-Ingénieur  
Maître-Assistant à  
L'E.N.P.A.

ETUDIÉ ET RÉALISÉ PAR :  
**S. OUSSADI**

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

— المكتبة —

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

BIBLIOTHÈQUE

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

ETUDE ET REALISATION D'UN GENERATEUR  
A FREQUENCE VARIABLE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHEQUE

Proposé par :

Mr IVAN IVANOV L.  
Docteur-Ingénieur  
Maitre-Assistant à  
L'E.N.P.A.

Etudié et réalisé par :

S. OUSSADI



JANVIER 1981



# DEDICACES

II) E D I C A C E S

Cette Thèse est dédiée :

A la mémoire de mon Grand - Père "M'HAND" MEBAREK. et de  
ma Grande - Mère "DLOUHER"

A la mémoire de mes Frères AHCENE et NAFA tombés au champ  
d'honneur.

-----

Faible témoignage de ma profonde affection et de mon  
effectueux attachement.

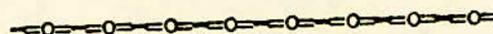
A Mon Père



A Ma Mère



A Mon Oncle Rachid



A Ma Grande - Mère DHBIA



A Mon Frère TAHAR , Pour tout son soutien moral qu'il  
m'a apporté durant toute ma scolarité.



A Mon Oncle BELAID



A Ma Grande Famille

A Mon Cousin CHIKHI Rabah.

# REMERCIEMENTS

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

Je tiens à exprimer mes très Vifs remerciements à :

- A Mon Promoteur. :

Mr IVAN IVANOV. , Docteur Ingénieur Maitre-Assistant à l'E.N.P.A. Tout au long de ce travail, j'ai pu compter sur l'appui de ses conseils prodigues avec cordialité et bienveillance.

Qu'il soit assuré de ma vive Reconnaissance et de ma fidèle amiti.

- Messieurs : P. SINTES ; S. HADDADI ; BELAMINE Malek  
B. DEMRI ; AMEUR ; pour leur aide materiel leur suggestions et leur gentilleses.

Que tout ceux qui ont contribué de prés ou de loin à ce modeste travail trouvent ici l'expression de ma sincère gratitude.

- Je tiens à remercier tous les Professeurs du Plytechnique qui ont contribués à ma Formation.

Je tiens à remercier particulièrement

- Monsieur TOURNÉ Professeur au lycée technique d'Alger
  - Monsieur VOIRIN chef des travaux au lycée technique d'Alger
- Pour leur aide matériel.



- S O M M A I R E -

	<u>Page</u>
- <u>INTRODUCTION</u> .....	
<u>Chapitre I</u> : Rappels et Généralités sur la Réalisation du générateur à fréquence variable.....	
I 1 Catégories de générateurs de fréquences.....	1
I 11 Générateurs à fréquences fixes.....	1
I 12 Générateurs à fréquences variables.....	1
a) générateurs à Résistances-Capacités.....	1
b) générateurs interférentiel (à battement).....	1
I 2 : Générateurs de signaux : types et classifications.....	2
I 21. exemples de générateurs de signaux.....	2
a) générateurs en dents de scie-ciéneaux.....	2
b) générateurs sinusoidaux.....	4
I 3 : Principe des oscillateurs.....	4
I 3 1 : Généralités.....	4
I 3 2 : Etude.....	4
I 4 : Principaux oscillateurs RC.....	7
I 4 1 : le pont de WIEN.....	7
I 4 2 : oscillateur à double T .....	8
I 4 3 : les réseaux déphaseurs.....	9
I 5 : la contre - réaction.....	10
I 6 : Traduction d'un phénomène physique (ou autre) par un phénomène électrique.....	12
I 6 1 : Etudes et procédés.....	12
I 6 2 : Exemple.....	13
I 6 3 : procédés de variation des paramètres R,L,C.....	14
a) Variation de Résistances.....	14
b) Variation d'inductances.....	14
c) Variation de capacité.....	15
d) Remarques.....	15
e) Possibilités d'application.....	16
I 7 : But du travail.....	16
a) générateur de "FOSTER".....	16
b) générateur "PARALOC".....	18
c) générateur d'AZARKIN.....	20
d) Remarque.....	20

Ch II. Methodes et théorie du générateur à fréquence Variable.....	
II 1 : Introduction.....	21
II 2 : Methode utilisée.....	21
II 3 : Schema de principe.....	21
II 4 : Calcul théorique.....	23
II 5 : Application.....	24
a) quadripole de la fig II51.....	25
b) quadripol de la fig II52.....	26
<u>Ch. III</u> : Schema et principe de fonctionnement	
III.1 Introduction.....	28
III.2 Critères de choix.....	28
III.3 Determination et performances du générateur.....	29
III.4 Bloc fonctionnel.....	31
III.5 Schéma électrique.....	31
III.6 Remarques.....	36
<u>Chapitre IV</u> : Calcul des différents étages	
IV 1 : le générateur de base .....	38
IV 2 : le Sommateur.....	39
IV 3 : Calcul de l'Ampli (3).....	39
IV 4 : determination du pont de mesure.....	41
IV 5 : determination de l'Ampli (5).....	42
<u>Chapitre V</u> Realisation de la maquette.	
V 1 : Circuit Imprimé.....	
V 1 : Nomenclature.....	
V 2 : Différents Réglages.....	
<u>Chapitre VI</u> RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	
- CONCLUSION	
- ANNEXE	
- BIBLIOGRAPHIE	

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

Mon Projet consiste en l'étude et la réalisation d'un générateur de fréquence variable à grande sensibilité de la fonction de transfert. Cette modeste étude fait suite à celle de plusieurs travaux de recherches dans le domaine de mesure de valeurs non-électrique.

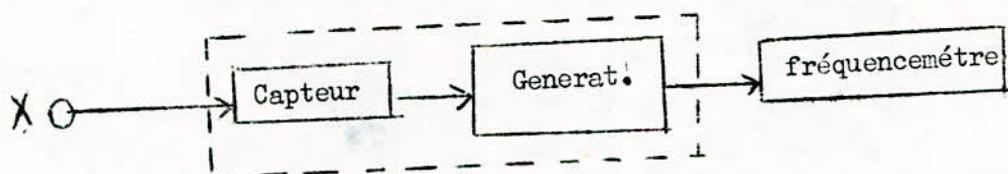
- le premier travail dans ce domaine fut réalisé par Mr FOSTER en 1957. le principe de son idée reste toujours le même, malgré les changements qui ont effectués plusieurs chercheurs dans ce domaine, (AZARKIN, PARALOC....), jusqu'a nos jours.

L'Application de notre travail consiste en la mesure de temperature, variant de 0°C à 150°C. La conversion de temperature en grandeur électrique nous ait réalisé par un capteur de temperature en Cu.

On obtient ainsi un signal sinusoidale de fréquence variant linéairement avec la température.

Celle-ci étant ensuite mesuré par un fréquencemètre à affichage numérique.

le schema de principe est le suivant :



à  $t = 0^{\circ}\text{C}$  ;  $f_0 = 1\,000\text{ Hz}$  ;  $R_{CU} = 100$   
 à  $t = 150^{\circ}\text{C}$  ;  $f_{\text{max}} = 2,500\text{ Hz}$  ;  $R_{CU} = 227$

Dans notre étude nous donnerons un rappel sur la réalisation d'un générateur de fréquence (les oscillateurs, les transducteur...)

Dans le 2<sup>nd</sup> chapitre nous donnerons une methode d'étude du générateur. Le schema de principe est donné dans le chapitre 3. Le quatrième chapitre concerne le calcul des différents étages, le cinquième et le sixième chapitre sont consacrés à la réalisation de la maquette et aux résultats expérimentaux.



I 1. Categories de générateurs de fréquence.

Un générateur de fréquence est un appareil qui fournit une tension sinusoidale rectangulaire au ~~en~~ dent de scie dont la fréquence pour les BF est comprise entre  $20 \text{ H}_Z - 20 \text{ KH}_Z$ .

Il est essentiellement constitué par un oseilleur suivi d'un amplificateur.

Le générateur peut, soit fournir un certain nombre de fréquence fixes. Soit fournir une fréquence que l'on peut faire varier de façon continue.

I.1.1. Générateurs à fréquences fixes.

Les générateurs à fréquences fixes sont, en général du type à résistance-capacité (RC). Ce genre d'oscillateur qui convient aux fréquences basses à une bonne stabilité ( de l'ordre de 1 %). Ce qui permet de conserver la précision de l'étalonnage, et un faible taux de distorsion.

La gamme de fréquences couverte est généralement divisée en sous-gamme par commutation de capacité. Le choix des fréquences se fait par commutation des résistances.

I.1.2. Générateurs à fréquence variable.

On construit essentiellement deux types de générateurs à fréquences variables :

a) générateurs à Resistances - Capacités (RC)

Ce type de générateurs très stable fournit généralement des puissances assez faibles. La gamme de fréquences couvertes est, comme pour les générateurs à fréquences fixes divisée en sous-gamme.

La fig (1 a) nous donne un exemple de generateur RC à fréquence variable.

b) générateurs interférentiel : (à battement)

Ce type de générateur utilise deux oscillateurs à circuit résonnant. Pour faire varier la fréquence d'un oscillateur inductance et capacité (LC) le moyen le plus commode est d'agir sur la capacité d'accord ( $f = 1/2 \pi \sqrt{LC}$ )

- 2 -

On ne peut avoir qu'une variation faible de la capacité ( de la valeur résiduelle à la valeur maximale) et il est très difficile d'avoir une tension sinusoïdale (surtout en TBF). On résout ces difficultés en utilisant deux oscillateurs fournissant deux tensions l'une "f1" de fréquence fixe et l'autre  $f_2$  variant entre  $f_1$  et  $f_1 - F$  (ou  $f_1 + F$ ).

On recueillera ainsi dans le mélangeur, d'une façon gle avec une caractéristique non linéaire de forme quelconque des tensions de fréquences  $\bar{n} f_1 + n f_2$  mais à l'aide d'un filtre on élimine toutes les fréquences autres que  $F = f_1 - f_2$  que l'on peut ainsi faire varier dans le domaine des BF par exemple. (voir fig 1 b).

## I.2 : Générateurs de Signaux : types et classification.

Les générateurs de signaux peuvent être classés en deux grandes catégories:

- Les générateurs d'ondes entretenues  
(sinusoïdale, modulés ou pures).
- Les générateurs de signaux non sinusoïdaux.  
(impulsions, ondes rectangulaires, ~~tri~~angulaires, en dents de Scie....)

Les fréquences de travail s'échelonnant de quelque fraction par seconde (vervomécanisme) aux fréquences utilisées dans les radars et relais hertziens (plusieurs milliers du MHz), déterminent une classification des générateurs de signaux: en gammes : (TBF, BF, HF, VHF, UHF)

### I.2.1 - exemples de générateurs de signaux.

Dans ce paragraphe, je vais donner quelques exemples de générateurs réalisant des signaux particuliers.

#### a) - générateurs en dents de scie - créneaux.

La partie oscillatrice, qui élabore les dents de scie utilise le processus bien connu de la charge et la décharge à courant d'un condensateur d'autre part on peut commander avec ces tensions en dents de scie un circuit bistable de mise en forme, type trigger de schmidt qui va nous délivrer à son tour des créneaux de même fréquence que les dents de scie.

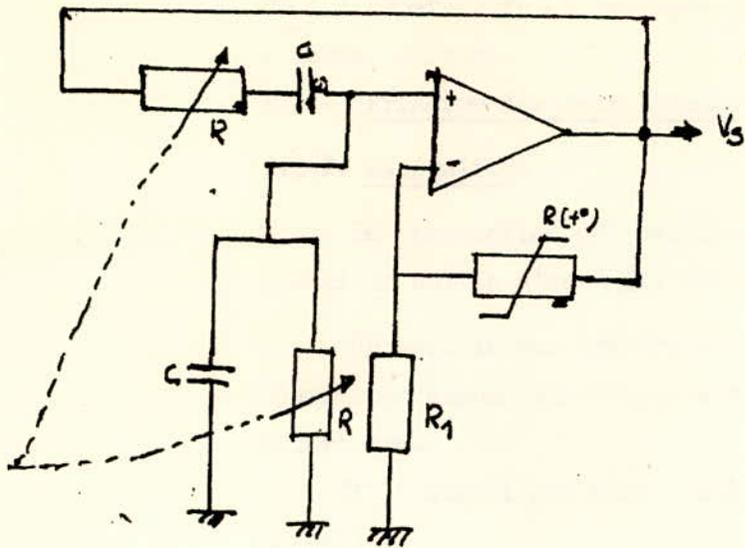


Fig 1a:

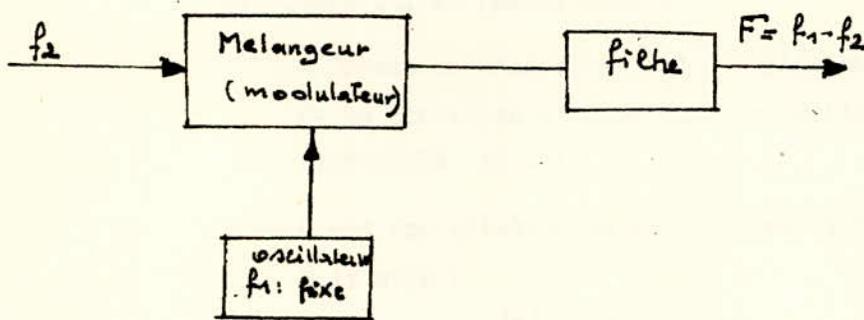


Fig (1B)

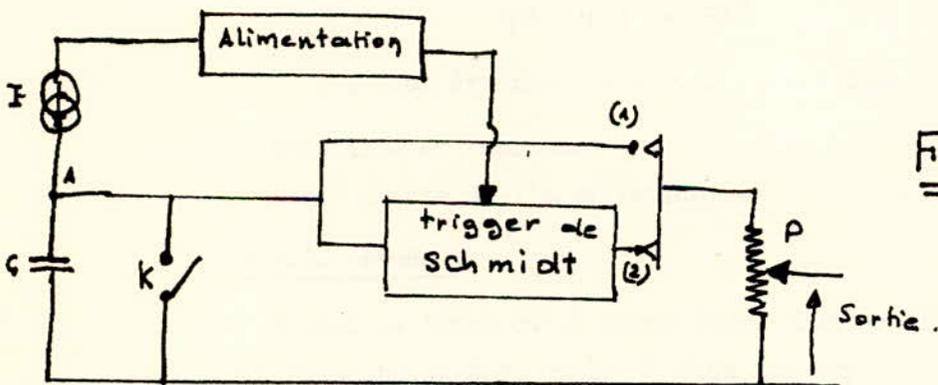
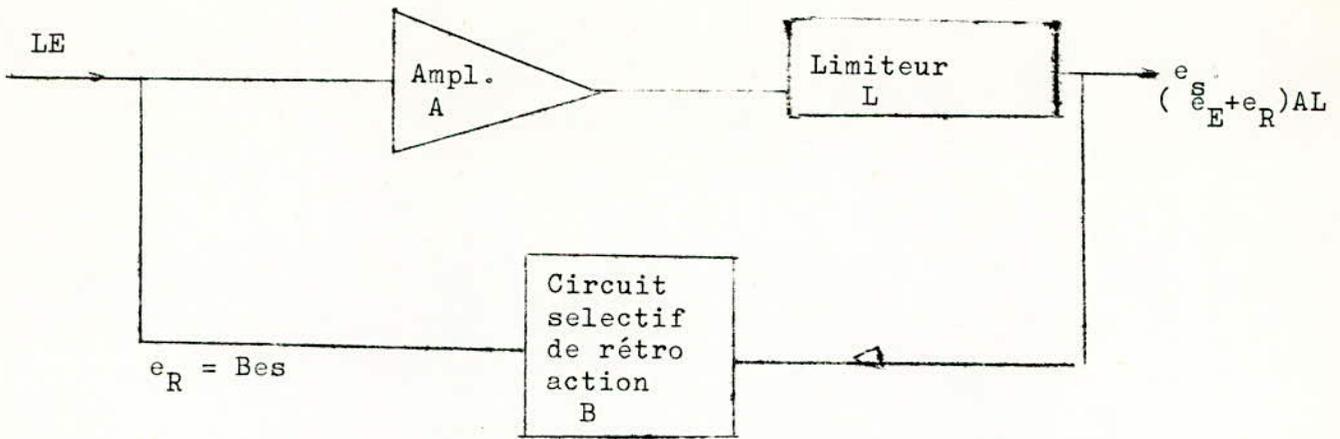


Fig: (2a)



Il comporte essentiellement un amplificateur de gain a rebouché sur lui-même à travers un circuit de rétro action. On démontre aisément que si le gain de la boucle ainsi formée n'était pas limité, l'amplificateur amplifierait son propre signal de sortie. Ce dernier croitrait indéfiniment Naturellement cela n'est qu'une vue de l'esprit car on ne peut imaginer un amplificateur de gain infini capable de délivrer une tension de sortie infinie ; si aucune autre précaution n'est prise pour limiter la tension de sortie. C'est donc la saturation de l'amplificateur qui jouera ce rôle limiteur. Dans ces conditions le signal de sortie ressemblera plus à un signal carré qu'à une sinusoïde c'est pour cette raison que notre boucle comporte également un élément limiter la constitution de ce circuit se présente sous diverses formes ( résistance non linéaire, circuit de contre réaction.

Les équations fondamentales de boucle ampli + Limit + circuit ou retro-action

sont 
$$e_S = (e_E + e_R) AL \quad (1)$$

Dans le cas d'un auto-oscillateur, il n'est pas nécessaire d'appliquer de l'extérieur une tension  $e_E$  à l'entrée du pour que celui-ci fonctionne.

$$(1) \quad e_S = e_R \cdot A \cdot L ; \quad e_R = B e_S$$

$$e_S = e_S L$$

D'où 
$$B (w_0) \cdot AL = 1. (2)$$

J'ai écrit  $B(\omega_0)$ , car dans un oscillateur sinusoïdal la valeur de B est essentiellement variable avec la fréquence, c'est donc pour la seule fréquence de pulsation que la condition définie par l'égalité (2) sera satisfaite. Pour les petits signaux, si  $B(\omega_0) A > 1$  le limiteur d'amplitude ne jouant pas, l'amplitude de signal de sortie croîtra jusqu'à ce que le limiteur commence à agir et stabilise le système, à cet instant on aura  $L = 1$  et l'éq<sup>t</sup> se simplifie alors ainsi :  $B(\omega_0) A = 1$ . Cette eq<sup>t</sup> très importante qui définit la condition d'oscillation de tout montage auto-oscillateur est appelé le critère de BARKHAUSEN.

On l'a traduit physiquement de la manière suivante :

"Pour qu'un montage soit capable d'engendrer des oscillations auto-entretenues, il faut que l'atténuation apportée par le réseau de rétroaction soit exactement compensé par le gain A de l'amplificateur.

Lorsqu'il y a excès de gain, c'est à dire  $A(\omega) B(\omega) > 1$  le signal de sortie est affecté d'une distorsion harmonique d'autant plus importante que l'excès du gain est plus important. Dans la plupart des cas on donne volontairement à l'amplificateur un gain plus important que celui strictement nécessaire à l'entretien de l'oscillation, et on utilise cette surabondance de l'amplification pour commander un dispositif de régularisation (un élément non - linéaire, par exemple), Ce qui permet d'obtenir un signal de sortie d'amplitude constante malgré les variations des différents paramètres qui pourraient l'affecter : tension d'alimentation, température fréquence d'accord (dans les oscillateurs à fréquence variable), ect.....

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

- 1 - L'amplificateur déphase de  $-U$  (déphasage arrière) et le réseau déphaseur également, il y a alors une rotation totale de phase de  $-2$  ce qui revient à une réinjection en phase du signal de sortie.
- 2 - Le déphasage de l'amplificateur est toujours de  $-U$  ( $-180^\circ$ ) et le réseau déphase, le signal d'entrée vers l'avant de  $+U$ , les deux déphasages sont alors compensés et on a un déphasage total de  $-U + U = 0$  (réinjection de phase).

3. l'amplificateur ne déphase pas (amplificateur à deux étages donc non-inverseur) et le réseau de phaseur non plus.

Ces 3 modes de fonctionnement se retrouvent dans les différents types d'oscillateurs.

Remarques :

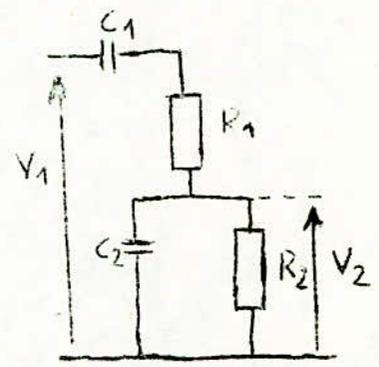
Dans la pratique le réseau sélectif à travers lequel la retro-action est appliquée de la sortie vers l'entrée peut être constitué par un réseau déphaseur à résistance et capacité, plus rarement à résistances; inductances et capacité par un circuit oscillant L.C ou par un résonateur électromécanique (quartz ou diapason). Les circuits L.C sont généralement destinés à la HF sont évidemment à écarter.

I 4. Principaux oscillateurs RC.

Lorsqu'on désire obtenir des oscillations BF les montages à circuits accordés (LC) sont peu intéressants car ils nécessitent des selfs de fortes inductances nécessairement encombrantes et  $Q$  médiocre.

On utilisera donc des oscillateurs RC. Parmi les principaux types on a :

I 4.1 Le pont de Wien



C'est un filtre sélectif qui peut amener à la production d'oscillations sinusoïdale une fois incorporé dans une chaîne de réaction d'un amplificateur aux conditions suivantes :

- La tension ramenée à l'entrée doit être en phase compte tenu du déphasage introduit par le filtre et l'Ampli.

$$\angle(V_2, V_1) = 0$$

$$\text{La fréquence propre du pont est } f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \begin{matrix} (R_1 = R_2 = R) \\ (C_1 = C_2 = C) \end{matrix}$$

$$\text{à cette fréquence } V_2 = \frac{1}{3} V_1$$

Remarque :

D'après les propriétés d'un Ampli opération. Il ne pourrait y avoir entretien d'oscillation que si le transfert est exempt de déphasage. Ceux-ci n'est possible que si la fct de transfert du point cesse l'être complexe.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{3 + j \left( RC\omega - \frac{1}{RC\omega} \right)} \quad \omega = \frac{1}{RC}$$

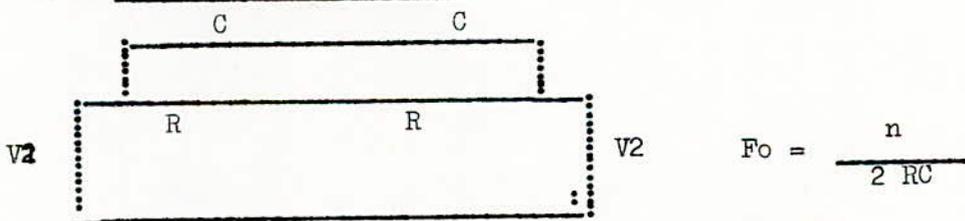
Pour des raisons de stabilité on aura cependant avantage à utiliser un ampli d'un gain intrinsèque nettement plus grand et de réduire ensuite ce gain par une contre - réaction obtenue par un pont par ex sur l'entrée non inverseuse.

Comme on ne peut prétendre réaliser un oscillateur sans rapport de puissance nous voyons que l'amplificateur A doit avoir un gain  $G \approx 3$

(le gain de l'amplificateur doit être légèrement supérieur à l'affaiblissement provoqué par le filtre).

On notera aussi que si ce circuit en l'occurrence le filtre sélectif Pont de Wien, à une fréquence de transmission maximale on l'introduit dans une chaîne de réaction positive et s'il a une fréquence de transmission minimale, on le place dans une chaîne de réaction négative.

1.4.2 Oscillateur à double T :



Le filtre en double T a une fréquence de transmission minimale et sera placé dans une chaîne de réaction négative.

La tension de sortie du filtre est déphasée de 180 ° par rapport à la tension d'entrée.

Schéma pouvant être utilisé :

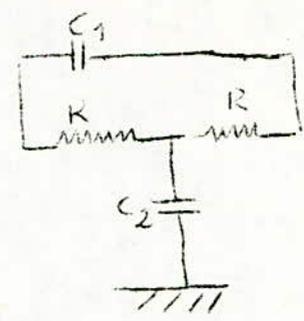
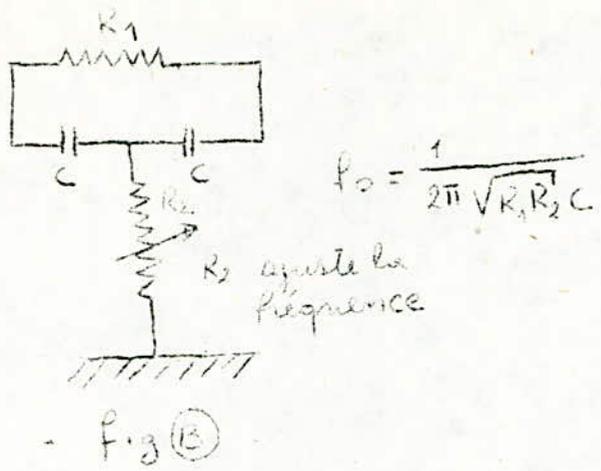


Fig (C):  $f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$

Pour la fig (A) :

Ce montage contrairement au d'ouble T classique; ce double T ne constitue pas un filtre coupe bande: pour la fréquence  $f_0$  <sup>non</sup> seulement l'atténuation est très faible mais dans certains cas il peut y avoir <sup>sur</sup>tension C-a-d que la tension de sortie est > à la tension d'entrée cette condition optimale est réalisée <sup>si</sup> :

$$R_1 C_2 = R_2 C_1 = R_3 C_3 = \frac{1}{2 f_0} = \frac{1}{\omega_0} \quad \text{et} \quad \frac{R_2}{R_1} = \sqrt{6}$$

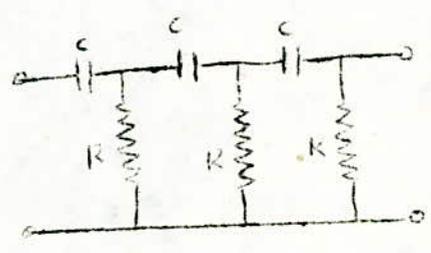
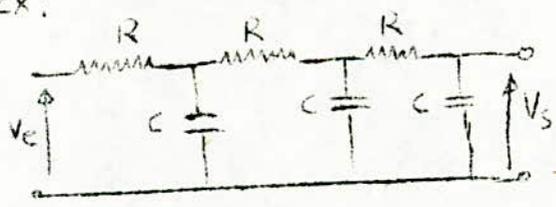
I 4.3 les réseaux déphaseurs.

Leur principe est le suivant la tension de sortie d'un filtre RC est déphasée en arrière d'un angle  $\varphi$  par rapport à la tension d'entrée telle que  $\tan \varphi = 1/RC\omega$ .

On peut choisir RC de tel façon que :

$\varphi = 60^\circ$ , et obtenir ainsi avec 3 cellules RC un déphasage de  $180^\circ$  ( $2\pi$ )

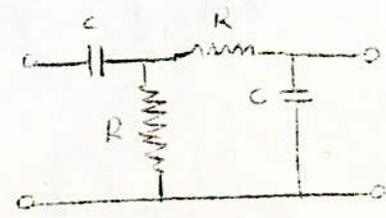
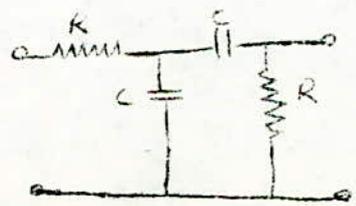
ex:



$\frac{V_e}{V_s} = 29, \quad f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}$

$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$

utilisation de deux cellules RC :



Remarque : Dans les oscillateurs à double T ou à T ponté on a une très grande difficultés pour équilibrer rigoureusement les cellules, <sup>les</sup> valeurs des éléments devant être apparées avec un maxi d'erreur de 1 %.

Par contre le point de WIEN et le reseau de dephaseur ne necessite pas des composants de haute précision mais des composants dont la dispersion peut aller jusqu'à 10 % ce qui fait leur comodité.

I 5 la contre-réaction (CR) (Réaction negative)

D'une manière que la CR permet de réduire les distorsions et le bruit. distorsions telle que /

- Distorsion d'amplification
- Distorsion de phase
- Distorsion de non linéarité

On rassemble sous le non de "bruit" toutes les tensions parasites qui peuvent avoir une origine soit externe parasites atmosphériques,....; Soit interne bruit de fond et ronflement; ainsi on transforme certains étages d'Amplificateurs qui constitue un syst. à chaine ouverte en un dispositif à chaine fermée (où bouclée).

Les éléments de C.R qui peuvent être utilisés deux votre cas sont :

- la thermistances (CTN - CTP)
- les transistors unijonctions (FET)
- les filaments du lampe à incandescence.
- c.a.d. les éléments non-lunéaire.

On peut aussi placer la resistance drain-source (RDS) d'un FET modulé par une fraction de la tension de sortie redressée et filtrée avec une de temps suffisante. Suivant le Schéma de la fig (5a)

La contre-réaction va donc agir sur le produit  $|AB|$  et sur la phase.

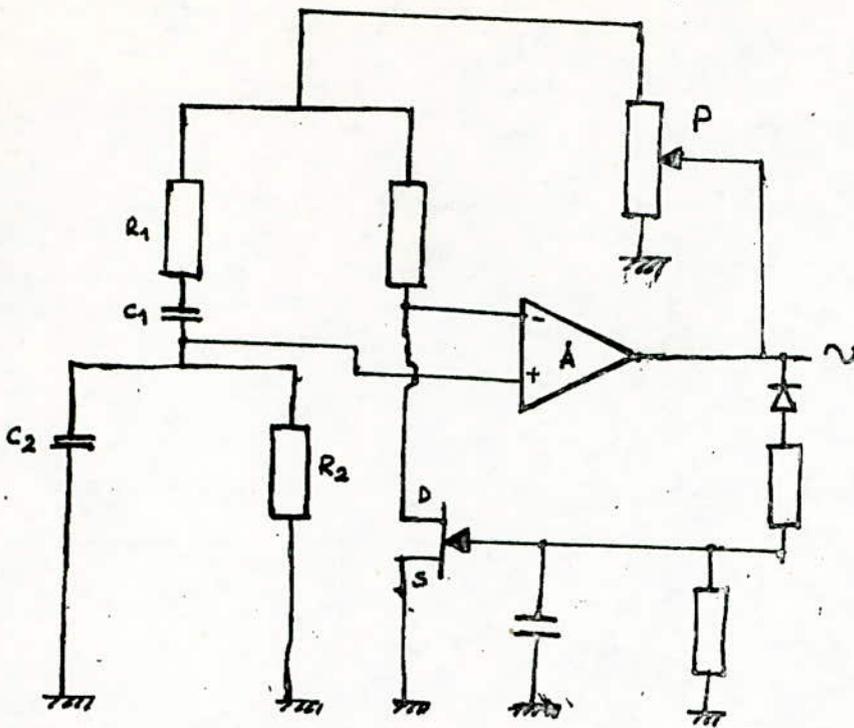


FIG: 5a : generateur de fréquence, utilisant la  $R_{D.S}$  comme element de contre-réaction.

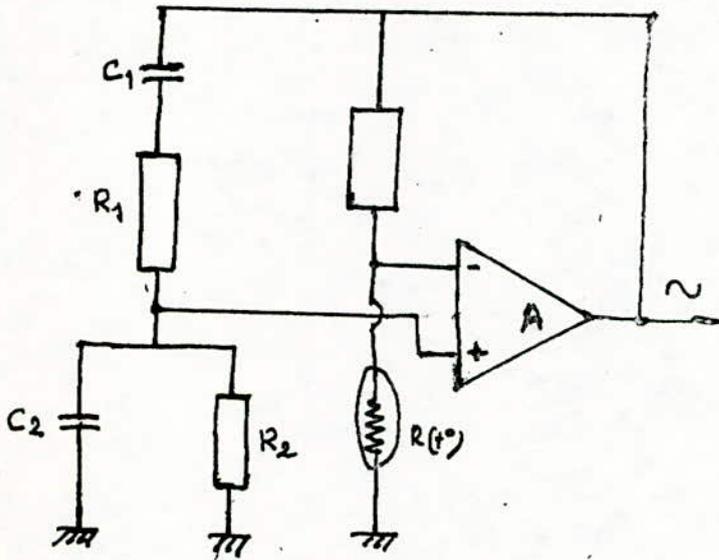


FIG: 5b

On notera aussi que la réaction négative (ou contre réaction) entretient à la limite d'accrochage l'oscillation due à la réaction positive (generateur RC). Les CTN (ou CTP) ont une valeur qui varie en fonction de la température, celle-ci étant fonction du courant qui la parcourt, la variation de la résistance est donc fonction de celle du courant. La (fig 5b) nous donne un générateur utilisant un élément non-linéaire pour la contre-réaction (ou commande de gain).

I.6. Traduction d'un phénomène physique (ou autre) par un phénomène Electrique.  
I 6.1 Etudes et procédés

Le premier maillon d'une chaîne de mesure est le **capteur** qui fournit un signal électrique concernant la grandeur à mesurer.

Les procédés électroniques mettent en oeuvre généralement un certain nombre d'éléments communs pour l'utilisation d'un phénomène électrique obtenu dans le capteur. Dans ces éléments la variable peut être exprimée soit par l'intensité, soit par la tension du signal électrique. Le rôle du capteur, traduisant dans son élément sensible un phénomène physique par un phénomène électrique est donc de fournir un courant ou une tension en fonction de la variable suivant une loi connue ou pouvant être déterminée.

La transformation peut être :

- directe
- indirecte

En effet les variables mécaniques et certaines variables physiques nécessitent une transformation préalable en variables pouvant être traduites par des grandeurs électriques.

On est ainsi amené à constituer des capteurs plus ou moins complexes. De tels capteurs comportent généralement deux éléments sensibles : un élément primaire (reliant le phénomène à une grandeur pouvant être traduite électriquement) et un élément secondaire assurant cette transformation.

L'élément secondaire peut être actif ou passif il se comporte comme un générateur et fournit directement un signal électrique utilisable dans les circuits de mesure.

Suivant que l'élément sensible primaire engendre directement un signal électrique ou nécessite une source d'énergie auxiliaire, les équipements annexes (associés) peuvent constituer des ensembles homogènes utilisables quelque soit le mode de réalisation des capteurs ou au contraire, être nécessairement précédés pour un ensemble plus ou moins complexe de circuits de mesure. Ces circuits ont essentiellement pour but la transformation en une variation de tension, d'intensité, de fréquence ou de phase, de la variation d'un des paramètres caractéristiques (R,L,C,M....).

On notera que toutes opérations de commande ou de contrôle est basée sur une mesure et la précision relative exigée de cette mesure peut être élevée, les capteurs sont donc conçus pour produire la plus grande variation possible à la sortie pour une variation donnée à l'entrée, ils doivent avoir aussi une fonction stable reproductible et fiable comme tout dispositif de qualité.

**I 6.2 Exemple :**

Nous allons illustrer, par des schémas, les convertisseurs valeurs paramétriques (R,L,C....) en grandeur électrique (U,I...)

- les circuits en ponts :

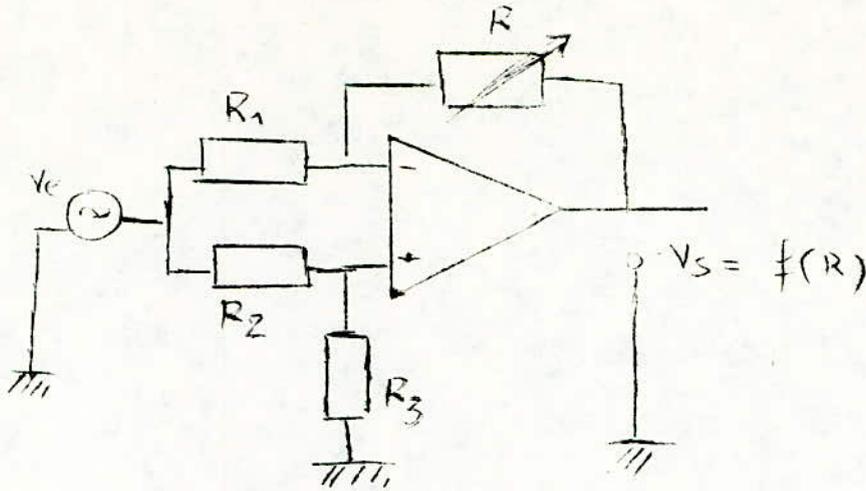


Nous permettent d'obtenir une relation entre la tension V et la variable Z et sont utilisés de part ce fait pour faire varier l'Amplitude, la pulsation, ou la phase du signal (tension).

Nous pouvons citer quelques ponts notamment le pont de WIEN (NER ) en double T, les circuits R,L,C....

- Le circuit potentiométrique





On notera que la variable peut être une résistance, capacité inductance mutuelle (n) .....

I.6.3 - PROCÉDES DE VARIATION DES PARAMETRES R, L, C :

La variation de ces paramètres (R, L, C, M) peut être obtenu de différentes manières.

a) Variation de résistances :

Elle peut être obtenue par la variation d'un des paramètres par la loi :

$$R = f \frac{1}{s}$$

On distingue aussi les résistances dont la valeur varie avec la température :

$$R = R(t^{\circ}) \quad \text{ex : les C.T.N}$$

$$R = R_0 \left[ \frac{1}{t} - \frac{1}{t_0} \right]$$

.../...

b) Variation d'inductances (L, M)

Elle peut être obtenue de différentes manières :

- Pour les bobines à noyaux : on utilise la variation de l'entrefer.

Le noyau peut être constitué par un aimant permanent.

La variation de flux dans la bobine, due à la variation de l'entrefer, engendre une f.e.m que l'on amplifié et mesure. On notera que pour les procédés par variation de flux, au lieu de la fonction  $\phi$  à sa dérivée étant donné que la f.e.m induite est :

$$e = - \frac{d\phi}{dt}$$

et pour reproduire la variable on est obligé d'intégrer.

-----oOo-----

On peut dire que dans les capteurs à reluctance variable le déplacement d'un noyau magnétique modifié la reluctance d'un circuit magnétique portant un bobinage dont l'inductance L varie.

c) Variation de capacité :

Elle peut être obtenue de diverses manières :

On considère l'expression de la capacité d'un condensateur formé de deux lames parallèles/

$$C = \epsilon \frac{K S}{e} \quad \epsilon = ck = 0,0885 ; k : \epsilon \text{ du milieu diélect}$$

S : surface des plaques en  $\text{cm}^2$   
 e : distances entre les 2 plaques en cm  
 c : en PF =  $10^{-12}$  F.

quand on utilise plus de 2 plaques, la formule suivante est valable :

$$C = 0,0885 \frac{K S (n - 1)}{e}$$

n : étant le nombre de plaques

On voit donc, de prime abord, que l'on peut obtenir la variation de C en faisant varier e et s où le deux à la fois on peut également agir sur K et de par ce fait on convertit la grandeur à mesurée en une valeur corrélée de capacité et la variation de capacité peut être transformée en une variation de tension ou de courant au moyen d'un pont de SAUTY. Par exemple.

Remarques

Autres exemples de capteurs convertissant une grandeur un électronique en électrique.

\* la quartz piezo électrique : dont la déformation élastique sous l'action d'une force F permet de faire apparaître une charge Q aux bornes de 2 électrodes métallique. Cette charge est proportionnelle à la force F, et chaque fois que l'on peut obtenir une force F proportionnelle à la grandeur à mesurer (poussée, pression, flexion d'un bimane de quartz, axeleration...) On dispose d'un signal électrique traduisant cette grandeur.

- La jauge de contrainte : capteur de mesure convertissant une faible elongation en une variation de résistance (utilisable pour la mesure des compressions, des extensions avec la sensibilité).

La variation de la résistance de la jauge en fonction de l'allongement est donnée par :

$$\frac{d R}{R} = K \frac{d L}{L} \quad K : \text{coef de sensibilité}$$

- La cellule- photo-electrique : Utilisée pour effectuer une transformation d'une variation d'intensité lumineuse en variation de courant.
- Comple thermo electric : permet la transformation d'une différence de temperature entre deux soudures de deux métaux ou alliages différents en f, e, n continue.

#### 6) Possibilités d'application.

Il reste toujours un choix à effectuer entre les différents principes de traduction qui convient le mieux au problème envisagé.

#### I-7 But du travail

Jusqu'a maintenant nous avons donné des généralités sur la réalisation d'un générateur de fréquence variable, et une théorie sur les capteurs appliqués au domaine de mesure de valeur non électrique dans notre travail nous n'utiliserons pas directement ces générateurs car cette catégorie, il est pratiquement impossible d'avoir une grande sensibilité et une bonne linéarité de la fonction de transfert.

En effet si nous avons un capteur résistif par exemple, celui-ci se trouvant comme élément dans le circuit RC du générateur EF, il faudrait avoir un grand changement de la résistance de capteur pour avoir en sortie une grande variation de fréquence.

La fonction de transfert n'est pas linéaire car  $f = \frac{1}{2 RC}$

C'est pourquoi en pratique on utilisera pas directement ces générateurs mais un générateur plus développé ayant une bonne sensibilité et une bonne linéarité de la fonction de transfert, parmi lesquelles on distingue :

#### a) Générateur de FOSTER

La premier générateur à fréquence variable ayant une grande sensibilité de la fonction de transfert à été réalisé en 1957 par l'Américain "FOSTER" ce générateur s'utilise jusqu'à maintenant mais avec quelques améliorations. On notera que cette idée de "FOSTER" a été utilisée après par beaucoup de chercheurs qui ont travaillé dans le domaine de mesure de valeur non-électrique.

Le schéma synoptique du générateur de FOSTER est représenté en fig (7a) dans laquelle on a :

- A : amplificateur qui déphase de U
- cp : correcteur de phase
- CR : contre - réaction positive
  - : sonnateur avec des éléments passif (résistances, capacités)
- D : déphaseur
- PM : pont de mesure avec apteur paramétrique (R.L.C)
- X : Valeur non-électrique (ex : t°)

On notera que dans ce schéma, la contre réaction positive de l'ampli A est complexe, elle est formée par l'ensemble des éléments constituant la boucle de retour (dephaseur, sonnateur pont de mesure...).

Le principe de fonctionnement de ce schéma est le suivant:

D'après la condition de phase (BERKHAUSEN), dans un générateur il est possible de trouver la fréquence de génération (d'oscillateur) connaissant les courbe de réponse en fréquence et en phase de l'amplificateur et du circuit de contre réaction pour cette fréquence.

La somme des déphasages du signal du système bouclé doit être nulle ou égal à une valeur entière de  $2\pi$ .

Si par une manière quelconque le déphasage change, la condition de phase se réalisera pour une autre fréquence. C'est pourquoi un changement de phase du signal, par exemple dans la boucle de contre-réaction positive donne un changement de fréquence du générateur, il serait donc possible de réaliser ainsi une modulation de fréquence.

La formule de la fonction de transfert de ce schéma est la suivante:

$$w = w_0 \sqrt{\frac{3K_1 + 2K_2 M}{3K_1 - 2K_2 M}}$$

AVEC:

$K_1, K_2$  : coef. de transfert du sonnateur ( ) pour les tensions  $V_1, V_2$ .

M: coef. de transfert du pont de mesure

Pour augmenter la sensibilité de ce générateur; il est nécessaire d'avoir

- t

- des tensions  $V_1$   $V_2$  voisines

- un correcteur de phase avec une caractéristique horizontale.

Cette seconde condition est pratiquement impossible à réaliser de plus on aurait une grande instabilité en fréquence.

- La première condition est également difficile à réaliser.

En effet il faudrait avoir un amplificateur (A) avec un très grand gain de valeur très stable, car le gain du déphaseur est très petit ( $B/A = 1$ ). Il en résulte de ce que la réalisation d'un amplificateur ayant les caractéristiques  $Y = f(F)$  et  $G = f(F)$  très stable, est très complexe. C'est pourquoi le générateur de "FOSTER" n'ayant pas une très grande stabilité en fréquence est délaissé.

#### b) Générateur "Paraloc"

Une variante du générateur de "FOSTER" est le générateur "Paraloc" de la firme "BISSET - BERMAN" U.S.A. Il est utilisé avec succès dans le système de mesure de paramètres de l'eau de mer (température, profondeur, concentration de sel).

Son schéma de principe est donné par la figure (7 b).

avec A            A : amplificateur  
                  CP : correcteur de phase  
                  tr : transformateur  
                  D : déphaseur  
                  M : pont de mesure  
                  A' : ampli supplémentaire

On notera dans le schéma l'absence du sommateur la fonction de sommation étant réalisée à l'aide d'une liaison série des sorties du déphaseur et du pont de mesure.

Ces deux tensions sont ensuite amplifiées par (A), la tension de sortie de cet amplificateur est injectée à l'entrée du correcteur de phase. Dans ce montage, il n'est pas nécessaire d'avoir un grand coefficient de gain de l'ampli A. On aurait donc une plus grande stabilité de la fonction de sortie (F ou T).

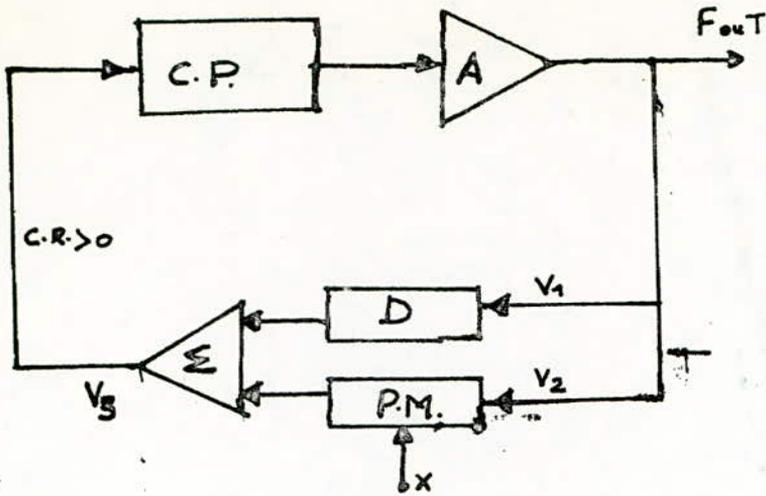


Fig 7a: générateur de "FOSTER".

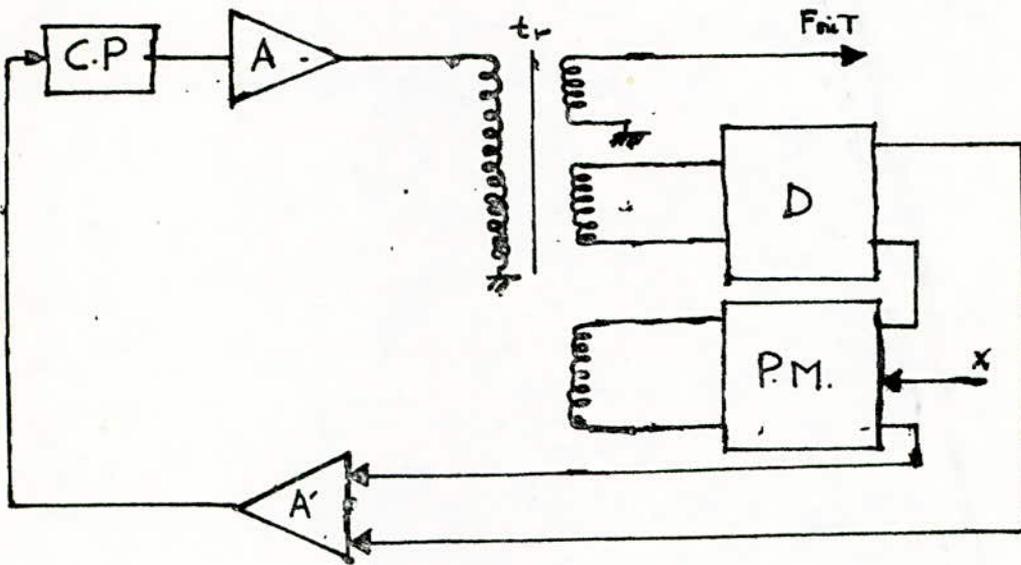


Fig 7b:  
générateur "Paraloc"

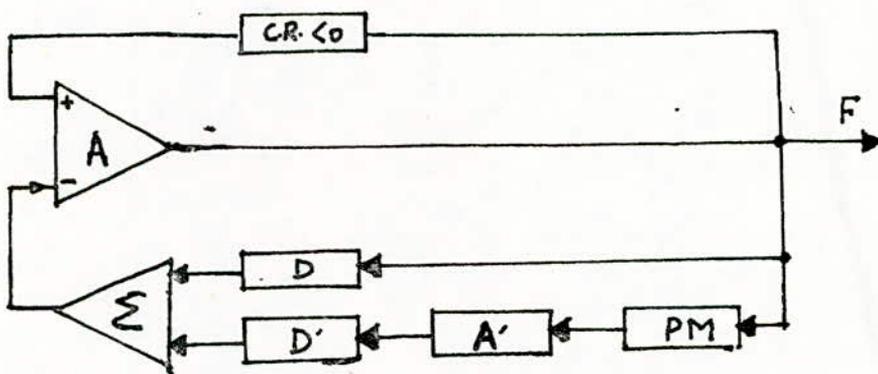


Fig 7c:  
générateur d'"AZARKIN".

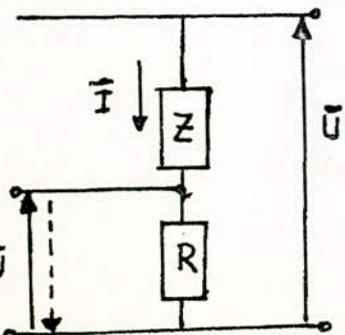


Fig 7d:  $\bar{U}, \bar{I}$ : valeurs complexes

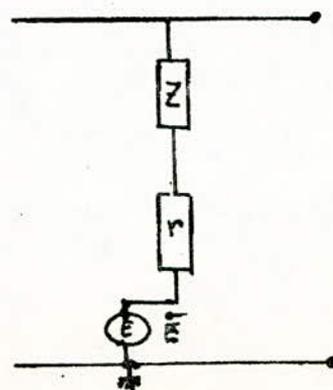


Fig 7e:

Ce générateur à le même principe de fonctionnement que celui de "FOSTER". On aura une même forme de la fonction de transfert, mais avec d'autres valeurs de coefficients (  $\alpha, \beta$  )

$$(8) \quad w = w_0 \sqrt{\frac{1 + \alpha M}{1 + \beta M}}$$

C) Générateur d'AZARKIN ( U.R.S.S. )

la fig (7c) nous donne son schéma de principe.

- avec
- A : amplificateur
  - CR : contre-réaction négative
  - D : déphaseur
  - $P_M$  : pont de mesure
  - A' : ampli supplémentaire
  - D' : déphaseur supplémentaire
  - $\Sigma$  : sommateur passif (Resistances)

Il a le même principe de fonctionnement que les deux précédents et la même fonction de transfert que celui de "Paraloc"

d) Remarque

La variation de fréquence des générateurs présentés jusqu'à maintenant utilise le Schéma de la fig (7a).

La résistance équivalente entre A et B est de la forme:

$$Z_e = \frac{Z}{1 + M} \quad (9)$$

pour le schéma de la fig (7 d) on a :

$$Z_e = \frac{Z + R}{1 + M} \quad (10)$$

La fig (7e) représente un schéma équivalent de la fig (7 d)

avec  $E = MU$  : source de tension idéale, de résistance interne  $r$  négligeable devant  $Z$ .

On voit, à l'aide de la formule (9), qu'on a une possibilité de changer la valeur d'une impédance  $Z$ , quand on a en série de cet impédance une source de tension idéale variable. Cette méthode est très utilisée pour avoir un générateur à fréquence variable de bonne qualité ( performances ) par rapport aux précédents.

C'est pourquoi le but du chapitre suivant : est de présenter deux chaînes fondamentales de générateur à fréquence variable, utilisant cette méthode ( variation d'impédance quand on varie la source de tension ).



## II 1. - Introduction.

On distingue deux chaines fondamentales réalisant des générateurs à fréquence variable.

Ces deux chaines utilisent le principe cité au chapitre précédent : **Variation de fréquence par variation d'impédances.**

A ces deux chaines on associe deux quadripoles respectifs avec lesquels on réalise respectivement deux oscillateurs de base.

## II 2. Methode utilisée.

Les fig (IIa) et (IIb) représentant ces deux quadripoles les tensions  $\bar{E}_1$  et  $\bar{E}_2$  sont de la forme:

$$\bar{E}_1 = MA_1 (K_1 \bar{U}_1 + K_2 \bar{U}_2 + K_3 \bar{U}_3) \quad (11)$$

$$\bar{E}_2 = MA_2 (K_1 \bar{U}_1 + K_2 \bar{U}_2 + K_3 \bar{U}_3) \quad (12)$$

Dans ces deux formules, le coefficient de gain, M du pont de mesure réel.

La tension de sortie du pont de mesure est amplifiée par l'ampli supplémentaire ayant deux entrées indépendantes de gain  $A_1$ ,  $A_2$  réel.

chaqu'une des tensions  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $U_3$  est additionnée dans le sommateur avec les coefficients respectivement  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ .

$K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ , représentent les coefficients de gains des entrées respectives d'un sommateur linéaire analogique.

En sortie du sommateur, on branche un pont de mesure.

## II.3. Schema de principe.

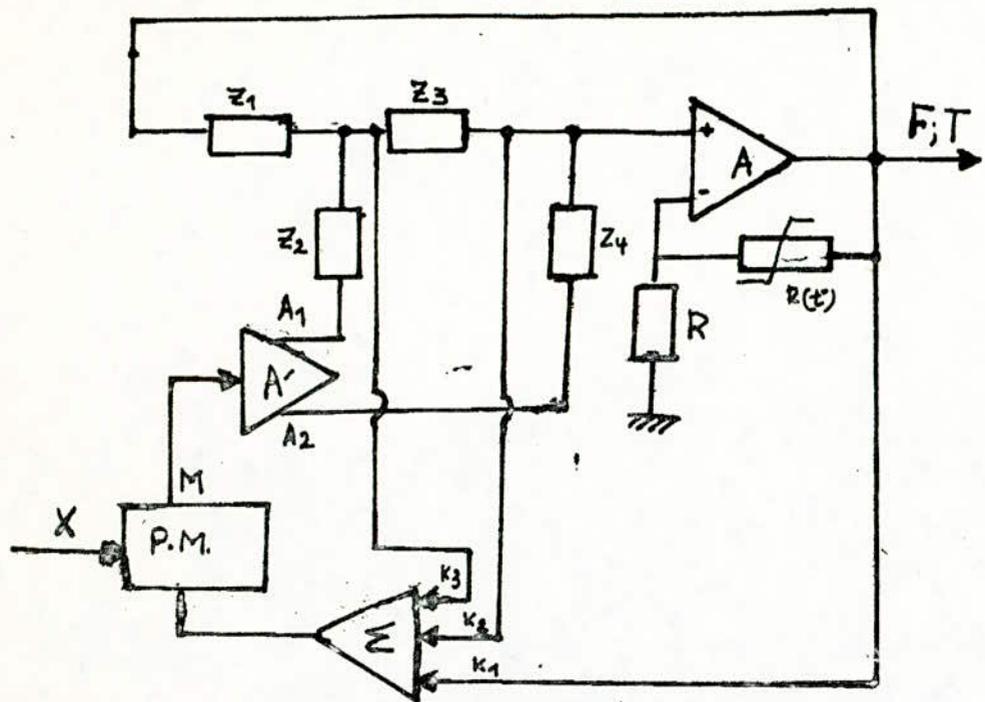
A l'aide des explications qu'on a donné aux paragraphes précédents, on en déduit deux schemas synoptiques représentés par les figures (IIc) et (IId).

Les coefficients  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  peuvent être positif, négatifs ou nuls mais réels.

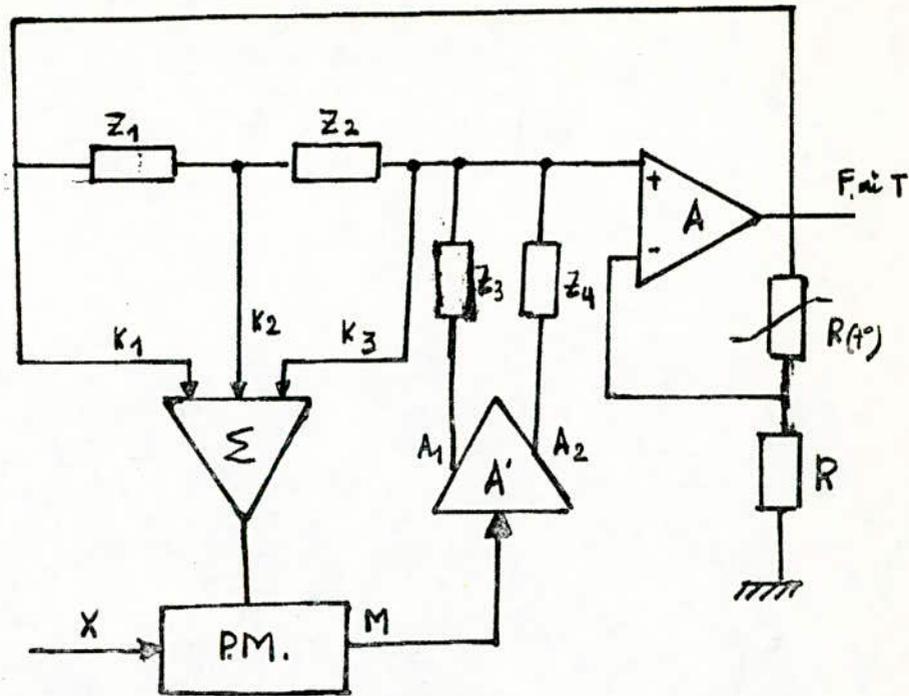
A l'aide de ces deux chaines fondamentales on peut déduire plusieurs variantes de générateur à fréquence variable.

le nombre de variantes donné par un seul schema est :

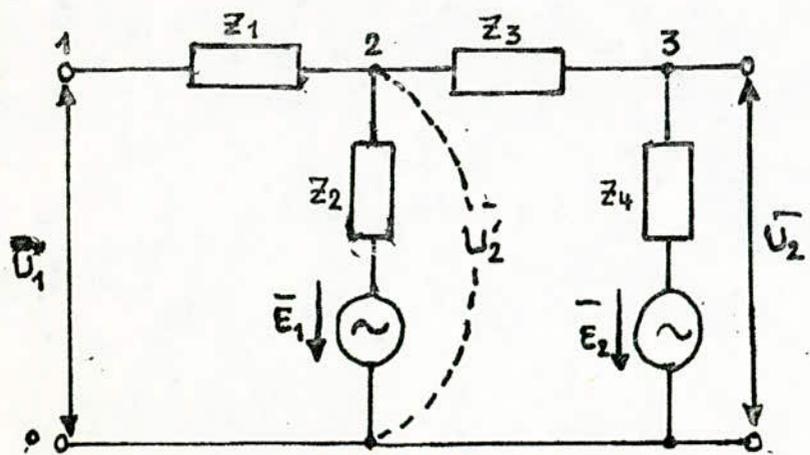
$$N = (2^n - 1) (2^n + 1) + 1 \quad (13)$$



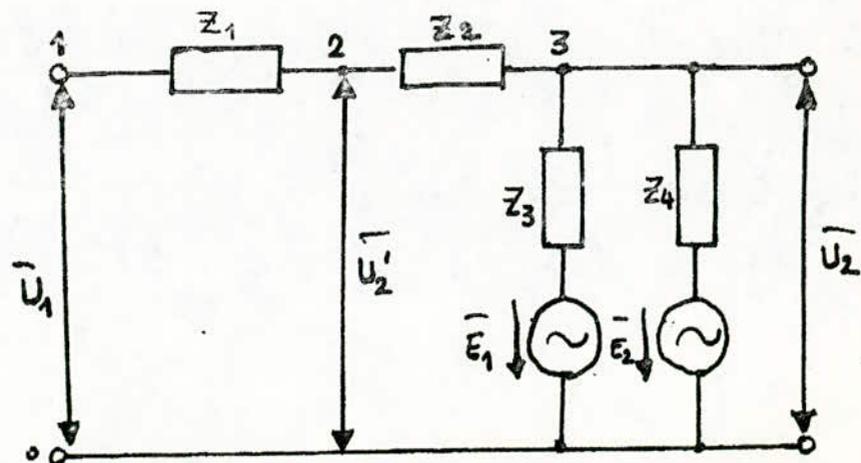
- FIG IIc -



- FIG II D -



- FIG II A -



- FIG II B -

avec :

$n$  : représentant le nombre de sources variables

$m$  : le nombre de point où on prend les tensions pour les injecter dans le sommateur.

En considérant, les deux chaines fondamentales on a: pour une chaine :

$$n = 2$$

$$m = 2$$

$$\text{d'où } N = (2^2 - 1) (2^3 + 1) + 1 = 22$$

on a donc possibilités d'avoir 44 variantes de générateurs à fréquences variable avec ces deux chaines fondamentales.

Cependant, il n'est pas nécessaire d'étudier toutes ces variantes, car plusieurs d'entre elles sont équivalentes (mêmes qualités).

On notera aussi que généralement en pratiques on utilise le schema synop de la fig (IIc) pour la réalisation d'un générateur à fréquence variable

Alors que celui de la fig (IID) est réservé pour la réalisation de génér de fréquence classiques (de laboratoire).

#### II 4. - Calcul theorique

Le schema sproptique de la fig (IIc) est réalisé à l'aide de l'oscillateur de base constitué par le quadripole de la fig (IIA), dont la matrice admittance est de la forme suivante :

$$|Y| = \begin{pmatrix} Y_1 & -Y_1 & 0 \\ -Y_1 - A_1 K_1 M_2 Y_2 & Y_1 + Y_2 + Y_3 & -Y_3 - A_1 K_3 M Y_2 \\ -A_2 K_1 M Y_4 & -Y_3 - A_2 K_2 M Y_4 & Y_3 + Y_4 - A_2 K_2 M Y_1 \end{pmatrix}$$

On en déduit le coef. de transfert en tension de ce quadupole à l'aide des determinants de cette matrice. /

$$K_T = \frac{U_2}{u_1} = \frac{\Delta_{13}}{\Delta_{11}} \quad (14)$$

$$\Delta_{13} = \frac{1}{Z_1 Z_2 Z_3 Z_4} \left[ A_1 K_1 M Z_1 Z_4 + A_2 K_1 M (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3) + A_2 K_2 M Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 \right]$$

$$\Delta_{11} = \frac{1}{Z_1 Z_2 Z_3 Z_4} \left[ -A_1 K_1 M Z_1 Z_4 - A_1 K_2 M (Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4) - A_2 K_3 M (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3) - A_2 K_2 M Z_1 Z_2 + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_1 Z_4 + Z_2 Z_4 + Z_2 Z_3 \right] \quad (16)$$

En remplaçant (15) et (16) dans (14) on a :

$$K_u = \frac{A_1 K_1 M Z_1 Z_4 + A_2 K_1 M (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3) + A_2 K_2 M Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4}{-A_1 K_1 M Z_1 Z_4 - A_1 K_2 M (Z_1 Z_4 + Z_1 Z_3) - A_2 K_3 M (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3) - A_2 K_2 M Z_1 Z_2 + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 + Z_1 Z_4} \quad (17)$$

Pour écrire la formule analytique de la fonction de transfert et du coefficient de gain de l'ampli A, il faut connaître la nature des impédances  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$ .

II 5 - Application.

Dans notre cas, les fig ci-dessus nous donne les deux quadripôles qu'on a utilisé respectivement dans les chaînes fondamentales (IIc) et (II<sub>D</sub>).

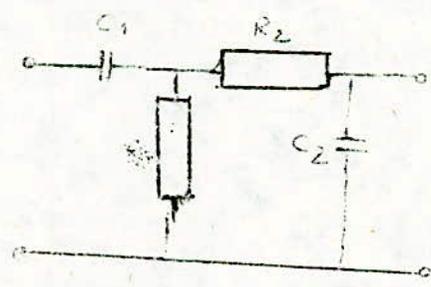


Fig (II 51)

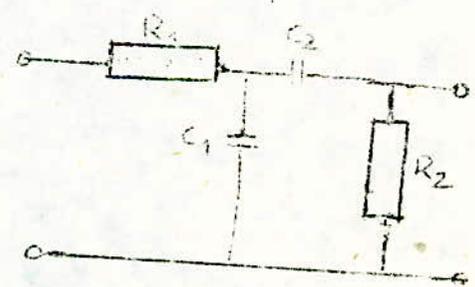


Fig (II 52)

la fréquence d'oscillation  $\omega_0$  est :

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (18)$$

On désigne par  $\rho$  l'atténuation du quadripôle ( $\frac{U_2}{U_1} < 1$ ) quand  $E_2 = E_1 = D$  à la fréquence de quasi-résonance.

dans le cas de la fig (II<sub>51</sub>) on a :

$$\rho_0 = 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} = 1 + b + ab \quad (19)$$

$$\text{avec } a = \frac{R_2}{R_1} \text{ et } b = \frac{C_2}{C_1} \quad (20)$$

pour la fig (II<sub>52</sub>) on a :

$$\rho_0 = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} = 1 + b + ab \quad (21)$$

$$\text{avec } a = \frac{C_1}{C_2}, \quad b = \frac{R_1}{R_2} \quad (22)$$

Nous remarquerons bien la différence existante entre les deux quadripôles considérés en ce qui concerne les termes de  $\rho_0$ .

En remplaçant  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$  par leur terme dans (17) et en utilisant les équations (18);(19);(20);(21) et (22) on détermine les formules de la fonction de transfert pour  $w$  et du coefficient de gain de l'ampli A.

les calculs nous donne :

a) pour le quadripôle de la (fig II<sub>51</sub>):

$$w = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \left[ \frac{1 + \left[ A_2 K_1 \left( \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} + \frac{C_2}{C_1} \right) - A_1 K_2 - A_1 K_3 - A_1 K_1 \left( 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right) \right] M + A_1 K_1 K_2 \left( \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right) (A_1 - A_2) M^2}{1 - A_2 \left[ K_1 + K_3 + K_2 \left( 1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right) \right] M + A_2 K_2 \left( \frac{C_2}{C_1} \right) \left\{ A_1 K_1 \left( \frac{R_2}{R_1} \right) + A_2 K_2 \left( \frac{R_2}{R_1} \right) + A_2 K_4 + A_2 K_3 \left[ \left( \frac{R_2}{R_1} \right) + 1 \right] + A_2 K_2 \right\} M^2} \right] \quad (23)$$

$$A \gg D = \frac{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} - \left[ A_2 K_2 \frac{C_2}{C_1} + A_2 K_3 \left( \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} + \frac{C_2}{C_1} \right) + A_1 K_2 \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right] M}{1 + A_2 K_1 \left[ \frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} + \frac{C_2}{C_1} \right] M} \quad (24)$$

b) étant l'atténuation du quadripôle quand  $E_1 = 0$  et  $E_2 = 0$

b) pour le quadripole de la fig (II<sub>52</sub>)

$$W = \frac{1}{\sqrt{R_1 K_2 C_1 C_2}}$$

$$\frac{1 - A_2 \left[ K_1 + K_3 + K_2 \left( \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} + \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \right] M + A_2 K_2 \frac{R_1}{R_2} \left[ A_1 K_1 \frac{C_1}{C_2} + A_2 K_2 \frac{C_1}{C_2} \right] M^2}{1 + \left[ A_2 K_1 \left( \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} + \frac{R_1}{R_2} \right) - A_1 K_2 - A_1 K_3 - A_1 K_1 \left( \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} + \frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \right] M + A_1 K_1 K_2 \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} (A_1 - A_2) M^2} \quad (25)$$

$$A \geq b = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} - \left[ A_2 K_2 \frac{R_1}{R_2} + A_2 K_3 \left( \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} + \frac{R_1}{R_2} \right) + A_1 K_2 \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \right] M}{1 + A_2 K_1 \left( \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} + \frac{R_1}{R_2} \right) M} \quad (26)$$

On voit bien que les formules (23) et (24) sont respectivement l'inverse des équations (25) et (26).

On utilisera le quadripole de la fig (II<sub>51</sub>) dans le cas où on veut avoir une fonction de transfert en période (T) :

$$T = T_0 \times'$$

Mais quand on a besoin d'avoir une fonction de transfert linéaire en fréquence (F) on utilisera le quadripole de la fig (II<sub>52</sub>) comme oscillateur :

$$W = W_0 \times'$$

Dans notre problème on considère le dernier cas.

C'est pourquoi par la suite nous allons écrire seulement la formule de la fonction de transfert du générateur à fréquence variable utilisant le quadripole de la fig (II<sub>52</sub>)

En utilisant les équations (21); (22) et en les remplaçant dans (25) (26) on aura les formules fondamentales suivantes :

$$W = W_0 \sqrt{\frac{1 - A_2 (K_1 + K_2 + K_3) M + A_2 K_2 b \left[ A_1 a (K_1 + K_2) + A_2 (K_1 + K_2 + K_3 + a) \right] M^2}{1 + \left[ A_2 K_1 (1+a)b - A_1 (K_1 + K_2 + K_3) \right] M + A_1 K_1 K_2 ab (A_1 - A_2) M^2}}$$

$$A \gg \frac{D_0^{-b} [A_2 (K_2 + K_3 + K_3 a) + A_1 K_2 a] M}{1 + A_2 K_1 (1 + a) b M} \quad (28)$$

**NB :** A l'aide de ces deux dernières formules, on a donc possibilité d'avoir 22 variantes de générateurs à fréquence variable.

An fait elles sont 21, car la 22<sup>ème</sup> constitue un générateur à fréquence fixe. (classique).

En effet lorsqu'on à les conditions suivantes :

$$A_1 = A_2 = 0$$

$$K_1 = K_2 = K_3 = 0$$

$$M = 0$$

On aura :  $w = w_0$  ( un seule fréquence ).

$$A \gg 0$$

Dans le chapitre suivant nous allons déterminer le schéma électrique générale de notre générateur.



Ch. III : Schema et principe de fonctionnement.

III 1 - Introduction.

Dans ce chapitre, nous allons donner le schéma électrique général de notre générateur déduit des chapitres précédent et ceux-ci en fonction de certains critères de choix et du cahier de charge.

III 2 - Critères de choix.

On a vu dans le chapitre précédent qu'on pouvait avoir plusieurs variantes de générateur à fréquence variables utilisés dans le domaine de mesure de valeurs non-électrique.

Cependant les plus utilisées sont ceux qui vérifient les critères suivants :

- Un schéma de principe simple (économiques).
- Une bonne stabilité dans le régime dynamique.
- Une caractéristique de transfert  $F = f(x)$  linéaire.

Après une étude théorique sur les différentes variantes de générateur à fréquence variable, nous avons retenus seulement trois variantes vérifiant les critères cités ci-dessus :

a) Un générateur à fréquence variable ayant sa fonction de transfert linéaire utilisant pour ça un capteur avec fonction de transfert linéaire.

Nous citons comme exemple un capteur résistif en cuivre (cu) utilisé dans le domaine de mesure de température.

b) La seconde variante est un générateur ayant la possibilité de linéaire sa fonction de transfert quand on utilise un capteur de fonction de transfert non-linéaire.

ex : Utilisation d'un capteur résistif en platine ( ) permettant aussi la mesure des température.

e) La 3<sup>ème</sup> variante est un générateur à fréquence variable utilisé dans le domaine de mesure de valeur non-électrique et dynamique.

ex : Utilisation d'un capteur permettant de mesure  
La déformation mécanique des objets. (jauge de contrainte  
par exemple) : capteur de distances.

Nous avons utilisés le schéma synoptique de la fig (IIc) pour la réalisation de notre générateur avec les coefficients  $K_1 = 0$  ;  $a = b = 1$ . et

$A = 3$  ;  $f_0 = 1 \text{ KHz}$  et  $f_{\text{max}} = 2,5 \text{ KHz}$ . Pour mesurer des températures allant de  $0^\circ\text{C}$  à  $150^\circ\text{C}$  la sensibilité du générateur ainsi réalisé est

$$S = 10 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$$

Comme capteur, on peut utiliser un thermomètre résistif en  $\text{Cu}$  (cuivre) dont la résistance suit la loi de variation suivante :

$$R(t) = R_0 ( 1 + K' t_x^0 ) \quad (29)$$

tel que pour  $t = 0^\circ\text{C} \implies R_0 = 100 \Omega$ .

N'ayant pas pu avoir ce capteur de température nous avons utilisés, au cours de l'expérience, une résistance variable (boite AOIp de précision).

Pour avoir une caractéristique de transfert linéaire de notre générateur on doit réaliser les conditions suivantes :

$$K_1 = 0 ; K_2 = -K_3$$

Nous avons réalisé  $K_2 = -K_3 = 1$  ;  $A_2 = 1$  et la condition pour avoir la linéarisation de la fonction de transfert en fréquence est réalisée lorsque :

$$A_1 = 2.$$

En effet si on remplace les différents coefficients de l'équation (27) par leur valeur on obtient :

$$w = w_0 \cdot \alpha \quad (30) ; \text{ avec } \alpha = ( 1 - M )$$

Les formules de la fonction de transfert de notre générateur et du coefficient de gain de l'ampli A sont données par :

$$f(f^0) = 1000 ( 1 + 0,01 t_x^0 ) \quad (31)$$

$$A(f^0) = 3 + 0,01 t_x^0 \quad (32)$$

On doit bien que le gain de l'ampli A (générateur de base) dépend de la température, il est donc nécessaire d'avoir une thermistance en contre-réaction négative qui compense cette variation du gain, quand le courant de sortie de l'ampli A change.

Pour avoir l'équation (31) nous avons utilisés :

(a)  $R (+) = R_0 (1 + K' t^{\circ})$ . avec  $K' = 8,5 \cdot 10^{-3}$

(b) et  $f = f_0 (1 - M)$ .

"M" étant le gain du pont de mesure, il est de la forme :

$$M = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{R_x}{100} \right)$$

d'où  $f = f_0 \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{R_x}{100} \right) \right] = f_0 \left[ \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{R_x}{100} \right) \right]$

$= f_0 \left[ \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{100 (1 + 8,5 \cdot 10^{-3} t^{\circ})}{100} \right) \right]$

(c)  $f = f_0 (1 + 4,25 \cdot 10^{-3} t_x)$  (33) avec  $f_0 = 1000 \text{ Hz}$ .

Le cahier de charge nous indique de réaliser un générateur à fréquence variable pour  $0^{\circ} < t < 150^{\circ} \text{C}$ , correspondant a :

$$1000 \text{ Hz} < f < 2500 \text{ Hz}$$

On voit que (c) ne donne pas la fréquence ~~max~~ pour  $t = 150^{\circ}$

De par ce fait, on doit agir sur le gain M du pont de mesure; tel que  $M' = M$

le coefficient K est donné par :

$$f = f_0 \left[ 1 + 4,25 \cdot 10^{-3} K t_x \right]$$

pour  $f_{\text{max}}$  on aura :

$$2,5 = 1 \left[ 1 + 4,25 \cdot 10^{-3} 150^{\circ} K \right]$$

$$K = \frac{2,5 - 1}{4,25 \cdot 150} \cdot 10^3 = \frac{2,35}{637,5}$$

Ce coefficient multiplicatif K, va être réalisé par un autre ampli dont il représente son gain que nous verrons dans le chapitre suivant.

#### III<sub>4</sub> - Bloc Fonctionnel :

La fig (II<sub>5</sub>A) nous donne le schéma bloc du générateur à fréquence variable, où nous retrouvons tous les étages essentiels du schéma fondamental de la fig (IIc). On distingue :

- Un générateur de base A : Utilisant comme oscillateur le quadripôle RC de la fig (II<sub>5</sub>2), en entrée positive la contre-réaction négative est réalisée par une thermistance  $R(f^0)$  et  $R_2$ .
- Un sommateur (Σ) : il alimente le pont de mesure avec une tension de sortie qui est la somme algébrique des tensions  $V_A$  et  $V_B$ .
- Un ampli "buffer" : le sommateur devant travailler avec une résistance de charge (en sortie) grande; le pont de mesure ayant une faible résistance d'entrée, on a mis un ampli "buffer" pour l'augmenter.

Il nous réalise une adaptation entre le sommateur et le pont de mesure, et règle le gain de  $A_3$  à 2,35 ainsi que la fréquence maxi.

- Un pont de mesure (PM) : dont le but est d'annuler; à l'équilibre la tension de sortie.

Quand l'équilibre n'est pas atteint, la tension de sortie est une fonction linéaire de  $R_x$ .

Cependant il a une faible charge en sortie et l'ampli de puissance permet de l'augmenter.

- A' : C'est l'ampli supplémentaire : c'est un ampli classique, tel qu'il est utilisé dans le schéma "bloc" il nous donne la possibilité d'avoir  $A_1 = 2$ ,  $A_2 = 1$  - il a une entrée et une sortie.

#### III<sub>5</sub> - Schéma électrique.

La figure (III<sub>5</sub>B) nous donne le schéma électrique général du générateur à fréquence variable ainsi réalisé.

Dans ce schéma tous les amplis sont réalisés avec des amplis opérationnels

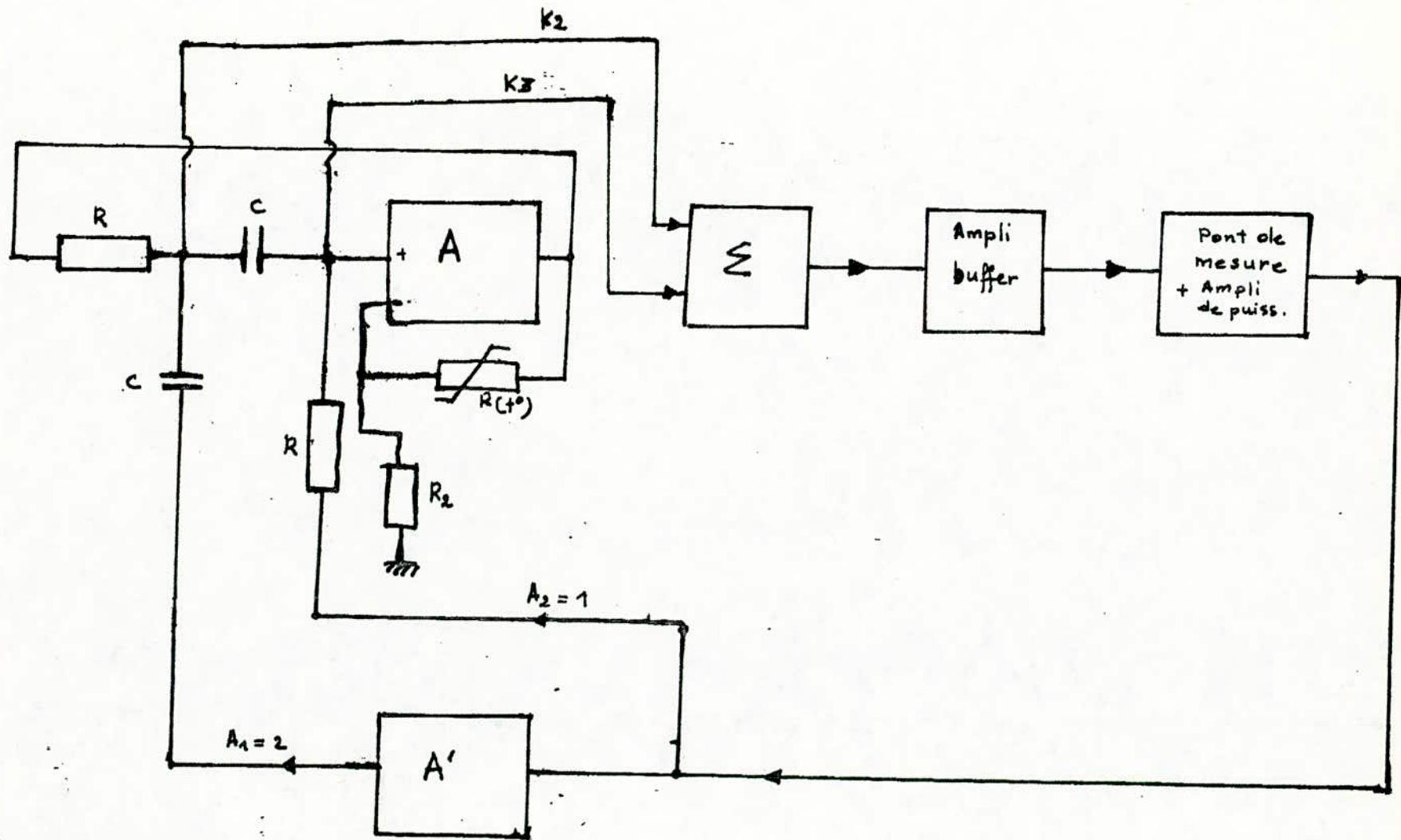


FIG III A : schéma bloc du générateur .

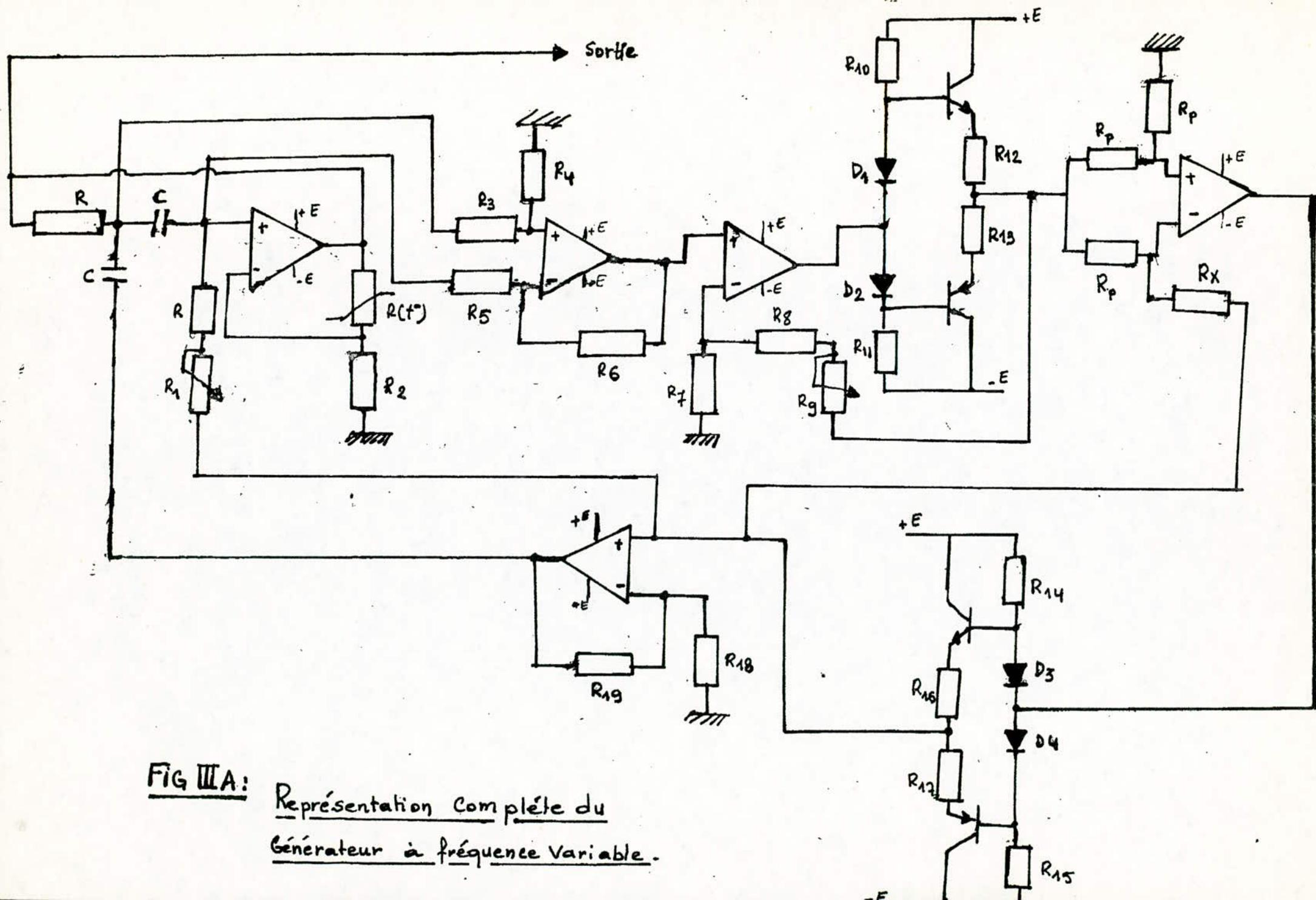


FIG IIIA: Représentation complète du  
Générateur à fréquence variable.

On utilise des transistors complémentaires en sortie de l'ampli buffer et du pont de mesure pour ne pas charger fortement ces 2 amplis.

Le gain de l'ampli se trouvant après le sommateur, A<sub>3</sub> (ampli buffer) doit être égale à 2,35 pour avoir une bonne linéarité de la fonction de transfert du générateur.

La fréquence f<sub>0</sub> est réglée constamment à l'aide d'un potentiomètre ajustable R<sub>1</sub> et la fréquence maximum est obtenue à l'aide du potentiomètre ajustable R<sub>9</sub>. Les transistors complémentaires (T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> ; T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>) sont polarisés en classe AB par les résistances de base R<sub>10</sub> ; R<sub>14</sub> (point de fonctionnement) pour avoir une faible distorsion de la sortie.

Sur les émetteurs des transistors T<sub>2</sub>, T<sub>4</sub> on a placé des résistances de protection de faible valeurs réalisant ainsi une contre-réaction négative diminuant la distorsion du signal de sortie.

Les diodes polarisées en direct compensent les seuils des jonctions BE et ~~linéarise~~ ainsi les caractéristiques U<sub>S</sub> = f (U<sub>e</sub>) de l'étage complémentaire (symétrique).

En sortie de notre générateur nous pouvons placer un amplificateur limiteur bilatéral, pour réaliser des signaux carrés; qui nous donne une faible résistance de sortie du générateur et des signaux rectangulaires de ± 15v.

III<sub>6</sub> - Remarques.

Nous avons vu au 1<sup>er</sup> paragraphe qu'on pouvait avoir, suivant le domaine d'utilisation de notre générateur, trois variantes de générateur à fréquence variable.

La 1<sup>er</sup> variante étant étudiée, dans ce qui va suivre nous allons donner les performances et les domaines d'utilisations des deux dernières variantes :

- a) les capteurs résistifs en platine, qui ont une fonction de transfert non-linéaire sont très utilisés dans le domaine de mesure de température

$$R(t) = R_0 ( 1 + A t_x^0 + B t_x^2 ) \quad (34)$$

(34) représente la variation en fonction de la température de la résistance d'un capteur en platine.

Cette formule est valable pour des températures allant de 0°C à + 650°C  
(d'après la norme de GOST : norme d'état soviétique)

De même pour du platine **sans impuretés**, les coefficients A, et B ont les valeurs suivantes : (norme GOST)

$$A = 3,94 \cdot 10^{-3} \quad [1/\text{grad}] \quad ; \quad B = - 5,810^{-7} \quad [1/\text{grad}^2]$$

Donc l'erreur de non-linéarité de la fonction de transfert du capteur, dans ce domaine de température, est :

$$\epsilon_r = \frac{B}{A} t^0_{\text{Max}} = \frac{- 5,8 \cdot 10^{-7}}{3,94 \cdot 10^{-3}} (- 650) = - 9,56 \quad \%$$

Pour réaliser un générateur à fréquence variable utilisant un capteur résistif tel que celui-ci, on peut utiliser le schéma électrique de la fig (III<sub>B</sub>).

La différence va seulement résider dans la valeur des éléments R<sub>8</sub>, R<sub>19</sub> et le diviseur de tension qui se trouve à l'entrée de "l'ampli-buffer".

Il mesurera ainsi des températures de 0°C à 650°C, correspondant aux fréquences f<sub>0</sub> = 1 KHz ; f<sub>max</sub> = 1,650 KHz avec une sensibilité moyenne S = 1 Hz/°C.

On utilise un thermomètre en platine avec R<sub>0</sub> = 100 . La condition d'auto-linéarisation (diminuer l'erreur de linéarisation) est :

$$\epsilon = \left( \frac{1}{4} - \frac{b^2}{K b_1^2} \right) \quad (35)$$

La décomposition de M doit être la suivante :

$$M(t^0) = K (b_1 t^0 + b_2 t^0 + b_3 t^0^3) = K (b_1 t^0 + b_2 t^0^2) \quad (36)$$

En utilisant les équations (27) et (28), quand on a :

$$a = b = 1 ; \quad b_0 = 0 ; \quad K_2 = - K_3 = 1 \quad \text{et} \quad A_2 = 1$$

On en déduit :

$$f = 1000 \sqrt{1 - 2 M(t^0) + (A_1 - 1) M^2(t^0)} \quad (37)$$

$$A = 3 - (A_1 - 1) M(t^0) \quad (38)$$

La condition d'auto-linéarisation en utilisant l'équation (35) quand on a (34) ; (36) et (37) est :

$$A_1 = 2 + 0,15 \frac{1}{A_b} \quad (39) \text{ avec } A_b : \text{ Gain de l'ampli 'buffer'}$$

$$M(t_0^0) = -0,5 A_b (A t_0^0 + B t_0^0{}^2)$$

Pour  $t_{\text{Max}}^0 = 650^\circ\text{C}$  on a :

$$\underline{M(650^\circ\text{C}) = -1,09 A_b} \quad (40)$$

En utilisant les équations (40) ; (39) et (37) pour la fréquence maximale ( $F_{\text{Max}} = 1650\text{Hz}$ ) on aura :

$$\underline{A_b = 0,48}$$

Donc la résistance  $R_6$  doit être égale à 39 K et en entrée de "ampli-buffer" on doit avoir un diviseur de tension de rapport 3.

quand  $A_b = 0,48$  ; (39)  $\implies A_1 = 2,312$

Donc la résistance  $R_{19}$  doit être égale à 151,2 K .

On voit que la condition d'auto-linéarisation est à peu-près comme celle du générateur que nous avons étudiés.

à l'aide de (38) on trouve  $A_{\text{Max}} = 3,69$

b) Enfin la dernière variante ayant une très grande stabilité dans le régime dynamique, est généralement utilisée pour la réalisation de générateurs à fréquence variable appliqués au domaine de mesure de valeurs non-électriques variant fortement en fonction du temps.

Par exemple quand on mesure des valeurs mécaniques à l'aide d'un capteur résistifs de distances.

Dans ce qui va suivre, nous allons donner des explications sur une variante de réalisation de générateurs utilisant le schéma fondamental de la fig (II<sub>c</sub>) quand on a :

$$A_2 = 0 ; K_2 = K_3 = 0$$

Il reste seulement les coefficients  $A_1$  et  $K_1$

En sortie de l'ampli A, on utilisera un "ampli buffer" pour avoir une faible impédance de sortie.

En sortie de cet "ampli-buffer" se trouve le pont de mesure. c'est un pont de mesure classique sans Ampli-opérationnel car on sait que cette catégorie de capteur résistif utilisé ici ont une très faible sensibilité (la variation de leur résistances est très faible).

En sortie du pont, on a trois amplis opérationnels formant un ampli différentiel.

La boucle est fermée entre la sortie de l'ampli différentiel et la résistance du quadripole d'oscillation (oscillateur).

Nous noterons que, pour les générateurs que nous avons étudiés jusqu'à maintenant; nous n'avons pas une possibilité d'avoir une fonction de transfert linéaire et une bonne stabilité pour le régime dynamique.

Mais cette dernière variante de générateur à fréquence variable à une très bonne stabilité dans le régime dynamique, mais pas une bonne linéarité.

Ainsi pour une déviation de fréquence  $D = + 30 \%$ , nous avons une erreur (de non-linéarité)  $= \bar{+} 0,27 \%$  pour une déviation  $D = - 30 \%$  on a  $\bar{-} 0,40 \%$  et pour une déviation  $D = \bar{+} 50 \%$  on a  $\bar{+} 1,13 \%$ .

Ce sont des données que nous avons prélevés dans la littérature (thèse, revues.

D'après ces données on peut dire qu'on peut utiliser ce dernier générateur dans plusieurs domaines de pratiques de mesures de valeurs non-électriques car ses erreurs de non-linéarité ne sont pas très grande et il est possible de trouver un moyen pour les diminuer.

Ce qui ressort de notre projet, cependant ce travail peut constituer un sujet de thèse et future





Ch. IV      CALCUL DES DIFFERENTS ETAGES

Ch. IV    Différents étages

Dans ce chapitre, nous allons déterminer tous les éléments des différents étages du schéma électrique général.

IV 1. Calcul du générateur de base

La fréquence d'oscillation vue dans le chapitre II, est donnée par :

$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

Pour  $R_1 = R_2 = R$        $\omega_0 = \frac{1}{R^2 C^2}$        $f_0 = \frac{1}{2 RC}$   
 $C_1 = C_2 = C$

Etant donné la faible étendue des valeurs normalisées de condensateurs, nous avons préféré fixer C.

$$C = 56 \text{ nF}$$

Pour la fréquence minimale de 1 KHz, on aura :

$$R = \frac{1}{2 \cdot 10^3 \cdot 56 \cdot 10^{-9}} = 2,84 \text{ K}$$

On a pris R = 2,7 k (valeur normalisée) en serie avec un potentiomètre de 1 K .

L'ampli (1) étant monté en non inverseur. La contre réaction est appliquée à l'entrée inverseuse son gain est alors donnée par :

$$A = 1 + \frac{R (+)}{R_2}$$

Nous avons vu que ce gain devait être égale à 3 pour qu'on ait oscillation.

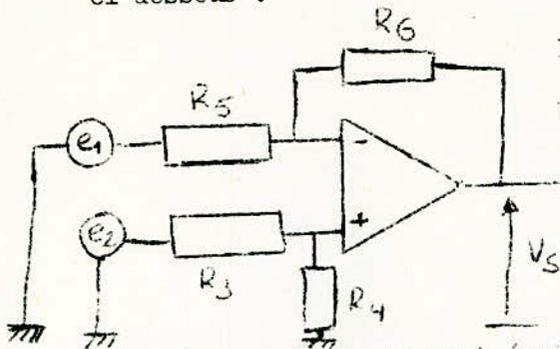
En conséquent :

$$R (+) = 2 R_2$$

La resistance R (+) doit être placé dans une enceinte vide d'air et isolé de l'exterieur, (Enceinte thermostatée) c'est une CTN, généralement utilisé dans les générateurs BF elle est montée en contre reaction négative.

IV 2 - le Sommateur

C'est au fait un amplificateur de différence dont le schéma est représenté ci-dessous :



la tension de sortie est de la forme :

$$V_S = K ( e_2 - e_1 ) \quad (1)$$

d'après ce schéma, on peut écrire

$$V_S = \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_3}} \left( 1 + \frac{R_5}{R_5} \right) e_2 - \frac{R_6}{R_5} e_1$$

Il suffit de choisir judicieusement les rapports  $\frac{R_4}{R_3}$  ;  $\frac{R_6}{R_5}$  pour avoir la forme (1)

Compris dans notre cas :

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_6}{R_5} = 1 \quad \implies \quad V_S = e_2 - e_1 \quad ; \quad K = 1$$

A.N :  $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 1 \text{ M}$

IV 3 : Calcul de l'ampli (3) : Etage "buffer"

Le gain de boucle de cet ampli est donné par :

$$G = 1 + \frac{(R_8 + R_9)}{R_7} = 1 + \frac{R}{R_7} \quad \text{avec} \quad R = R_8 + R_9$$

En pratique nous avons réalisé  $G = 2,35$  avec

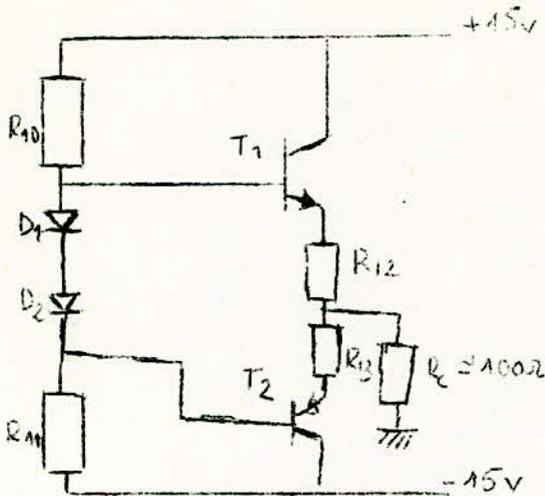
$$R_7 = 0,1 \text{ M}$$

$$R_8 = 0,13 \text{ M}$$

$$R_9 = 10 \text{ K}$$

$R_9$  est un potentiomètre ajustable pour fixer la fréquence maxi .

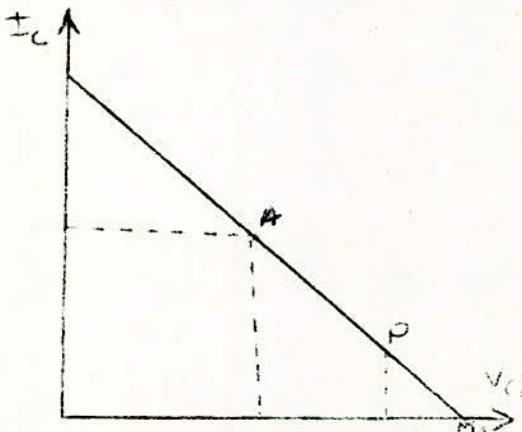
- L'ampli à symétrie complémentaire formé par (  $T_1$   $T_2$  ) est polarisé en classe AB suivant le schéma ci-contre :



Les transistors  $T_1$ ,  $T_2$  sont montés en collecteur commun. De par ce fait l'amplification en tension est voisine de 1.

Cependant le courant de sortie de l'étage est en module beaucoup plus grand que le courant d'entrée. Le montage présente donc des amplifications en courant et en puissance assez élevées.

Pour polariser cet étage en classe AB, on doit imposer un point de fonctionnement pour les transistors :



- En classe "A" le point de fonctionnement est au milieu de la droite de charge.

A ( $V_{CE0}$ ,  $I_{C0}$ ) tel que  $V_{CE0} = E/2$

- En classe B le point de fonctionnement est en  $M_1$  ; telque :

$I_B = 0$  ;  $V_{CE} = E$ .

- En classe "AB" le point de fonctionnement est en P tel que :  $V_{CE} = \frac{E}{2}$  ;  $I_B$  très petit il existe faible courant  $I_C$ .

On notera que les transistors doivent être prévus pour supporter une tension  $V_{CE}$  égale à 2 E.

- Les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  sont au silicium, de commutation rapide, prévues pour éliminer les distorsions de "CROSS - OVER".

Les résistances  $R_{12}$  et  $R_{13}$  sont des résistances de protections et diminuent les distorsions du signal de sortie.

- Calcul du courant maxi de collecteur

$$I_{Cmax} = \frac{E}{R_{12} + R_{ch}} = \frac{15}{10 + 100} = \frac{15}{110} = 0,136 \text{ A} \quad 136 \text{ mA}$$

En classe AB, on prend en générale  $I_C \neq 10\% I_{Cmax}$

$$I_C = 13,6 \text{ mA}$$

Nous disposons des transistors complémentaires suivant :

2 N 3053 NPN

2 N 4057 PNP

ayant une puissance dissipée maxi de 5 W, dont  $B = 50$

De ça on déduit le courant  $I_B$

$$= \frac{I_C}{I_B} = I_B = \frac{I_C}{B}$$

d'où avoir une  $I_B = \frac{13,6}{50} \text{ mA} = 0,27 \text{ mA}$ .

$$I_B = \frac{13,6}{50} \text{ mA} = 0,27 \text{ mA}$$

pour avoir une marge de sécurité on a pris

$$I_B = 0,5 \text{ mA}$$

Le courant de pont est choisi en pratique tel que  $I_P = 10 I_B$ .

$$I_P = 10 \times 0,5 \text{ mA} = 5 \text{ mA}$$

$$\text{d'où } R_{10} = \frac{E - V}{I_P} = \frac{10 - 0,6}{5} 10^3 = 2,88 \text{ k}$$

Comme l'étage est symétrique on a pris les valeurs normalisées suivantes :

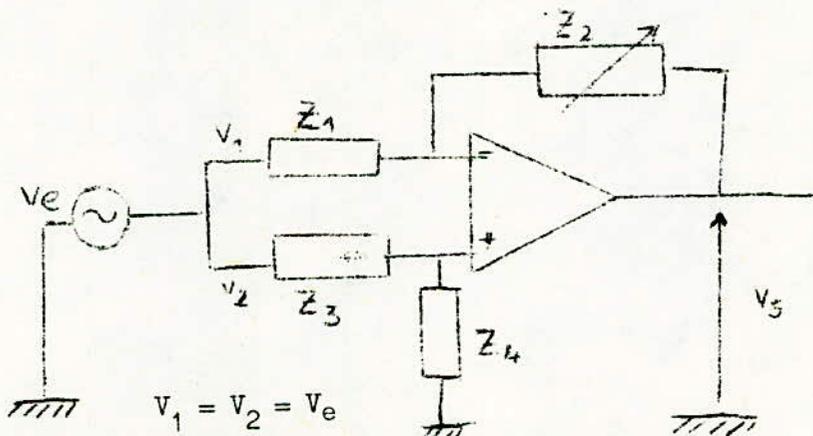
$$R_{10} = R_{11} = 2,7 \text{ k}$$

$$R_{13} = R_{12} = 10$$

#### IV 4. Determination du pont de mesure.

Nous allons donner dans ce paragraphe, une relation approchée du gain du pont de mesure.

Le schéma équivalent de tout l'étage formant le pont de mesure est le suivant :



Le gain de l'ampli est donné par :

$$\frac{V_S}{V_e} = \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{Z_1 (Z_3 + Z_4)} = H$$

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = R$$

$$Z_4 = R_X$$

$$\text{d'où } \frac{V_S}{V_e} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{R_X}{R} \right) = M$$

nous avons pris  $R_0 = 100$  ;  $R_{X_0} = 100$

$$= M (R_{X_0}) = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{R_{X \text{ max}}}{100} \right)$$

à l'équilibre  $R = R_{X_0}$ , la tension de sortie du pont de mesure est nulle.

#### IV 5 - determination de l'ampli (5)

Il est attaqué par son entrée positive

Son gain de boucle est :

$$G = 1 + \frac{R_{19}}{R_{18}}$$

Nous avons écrit dans le chapitre précédent que ce gain devait être de 2.

$$= 1 + \frac{R_{19}}{R_{18}} = 2 \quad \Rightarrow \quad R_{19} = R_{18}$$

On a pris  $R_{19} = R_{18} = 0,1 \text{ M}$

#### IV 6 - Calcul de la puissance dissipée par le montage

La puissance instantanée dissipée au collecteur de chaque transistors est :

$$P_{\text{max}} = \frac{E_n^2}{4 R_c} = \frac{(15)^2}{4 \cdot 110} = 0,511 \text{ W} \quad \underline{511 \text{ mW}}$$

- Le courant dissipé par un ampli opérationnel est :

$$I = \frac{P}{U} = \frac{50}{15} \cdot 10^{-3} = \underline{3,33 \text{ mA}}$$

NB: L'utilisation des  $\mu A 741c$  dans les différents étages permet une économie en prix en encombrement et une nette amélioration des caractéristiques. (le  $\mu A 709$  est vieux et n'est pas compensé en fréquence).





-V1- Le circuit Imprimé

Le circuit imprimé est représenté en fig V A (coté connexions). la fig V B représente le coté éléments.

A ce propos, on doit souligner l'impossibilité décevante de réaliser un circuit imprimé au niveau de l'école, de même le manque total des composants : transistors complémentaire, thermistances.....

V2 - NOMENCLATURE

On donnera ici les composants que nous avons utilisées, : leurs type et leur caractéristiques.

DESIGNATION	type	Caractéristiques
R.	résistance	2,7 K ; $\frac{1}{2}$ W ; $\pm$ 5 %
R <sub>3</sub>	résistance	1 M ; $\frac{1}{2}$ W ; $\pm$ 5 %
R <sub>4</sub>	" "	" " "
R <sub>5</sub>	" "	" " "
R <sub>6</sub>	" "	" " "
R <sub>7</sub>	résistance	100 K ; $\frac{1}{2}$ W ; $\pm$ 5 %
R <sub>18</sub>	" "	" " "
R <sub>19</sub>	" "	" " "
R <sub>8</sub>	résistance	120 K ; $\frac{1}{2}$ W ; $\pm$ 5 %
R <sub>10</sub>	résistance	2,7 K ; $\frac{1}{2}$ W ; $\pm$ 5 %
R <sub>11</sub>	" "	" " "
R <sub>14</sub>	" "	" " "
R <sub>15</sub>	" "	" " "
R <sub>12</sub>	résistance	10 ; $\frac{1}{2}$ W ; $\pm$ 5 %
R <sub>13</sub>	" "	" " "
R <sub>16</sub>	" "	" " "
R <sub>17</sub>	" "	" " "

.../...

DESIGNATION	type	Caractéristiques
R <sub>2</sub>	resistance	680 , 1/4 W , $\pm$ 5 %
R(t)	thermistance C T N	elle est dans une enceinte vide d'air de 2 K /25°C
P <sub>1</sub>	potentio- mètre	4,7 Kr . type BOURNOUS
P <sub>2</sub>	potentiomètre	10 Kr , $\pm$ 20 %
R <sub>p</sub>	resistance	100 , 1/4 W ; $\pm$ 5 %

Designation	type	Caractéristiques
C	Condensateur	56 nF
T <sub>1</sub> , T <sub>3</sub>	Transistor 2N3053	NPN , Si 50 B 250 V <sub>cm</sub> = 40 V P <sub>on</sub> = 5 W I <sub>cm</sub> = 1 A
T <sub>2</sub> , T <sub>4</sub>	Transistor 2N 4037	PNP , Si 50 B 250 V <sub>cm</sub> = 40 V I <sub>Dn</sub> = 7 W
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub> , D <sub>3</sub> , D <sub>4</sub>	DIODES 1 N 4148	à commutation rapide, au silicium V <sub>n</sub> = 90 V I <sub>n</sub> = 90 mA
A <sub>1</sub> , A <sub>2</sub> , A <sub>3</sub> , A <sub>4</sub> , A <sub>5</sub>	Ampli -- operationnel	A 741 C.
R <sub>x</sub>	boite ADIP	grande précision ( x 100 ; x 10 ; x 1 ; x 0,1
R <sub>9</sub>	potentio- mètre Ajustable	10 Kr , 5 %

V 3 : DIFFERENTS REGLAGES

L'accrochage de l'oscillateur est obtenu à l'aide du potentiomètre  $P_1$  avec lequel on réglera aussi la fréquence  $F_0 = 1 \text{ KHz}$ .

le potentiomètre  $R_9$  permet d'ajuster la fréquence maxi de  $2,5 \text{ KHz}$ .

Le potentiomètre  $P_2$  fixe le point de fonctionnement de la thermistance. Au cours de la manipulation lorsque le signal est écréte, nous pouvons rattraper cet écréte à l'aide de ce potentiomètre.

- la resistance Variable  $R_x$ , nous permet d'avoir la variation continue en fréquence.

Au cours de la réalisation, pour déterminer la linéarité de la tension de sortie du pont de mesure, nous avons relevé la courbe  $V_S = f(R_x)$  de ce pont elle est donnée en fig V.C.

- Tableaux de mesure -

$R_x$	$V_S$ (mv)
100	0,4
110	12
120	23
130	34
150	56
160	67
170	78
190	99
200	110
210	122
215	127
220	132
225	137
230	144

$R_0 = 100$                        $f_0 = 1 \text{ KHz}$   
 $R_{Max} = 227,5$                        $f_M = 2,5 \text{ KHz}$

N B : la fig  $V_D$  nous donne la caractéristique de la thermistance utilisée pendant cette manipulation.

tableau de mesure

I (mA)	0,24	0,35	0,46	0,58	0,7	0,82	0,95	1,1	1,24	1,4
R (kr)	8,33	8,57	8,69	8,62	8,57	8,53	8,42	8,18	8,06	7,5
I (mA)	1,6	1,8	2	2,5	3	3,7				
R (kr)	7,5	7,22	7	5,4	5,66	4,06				

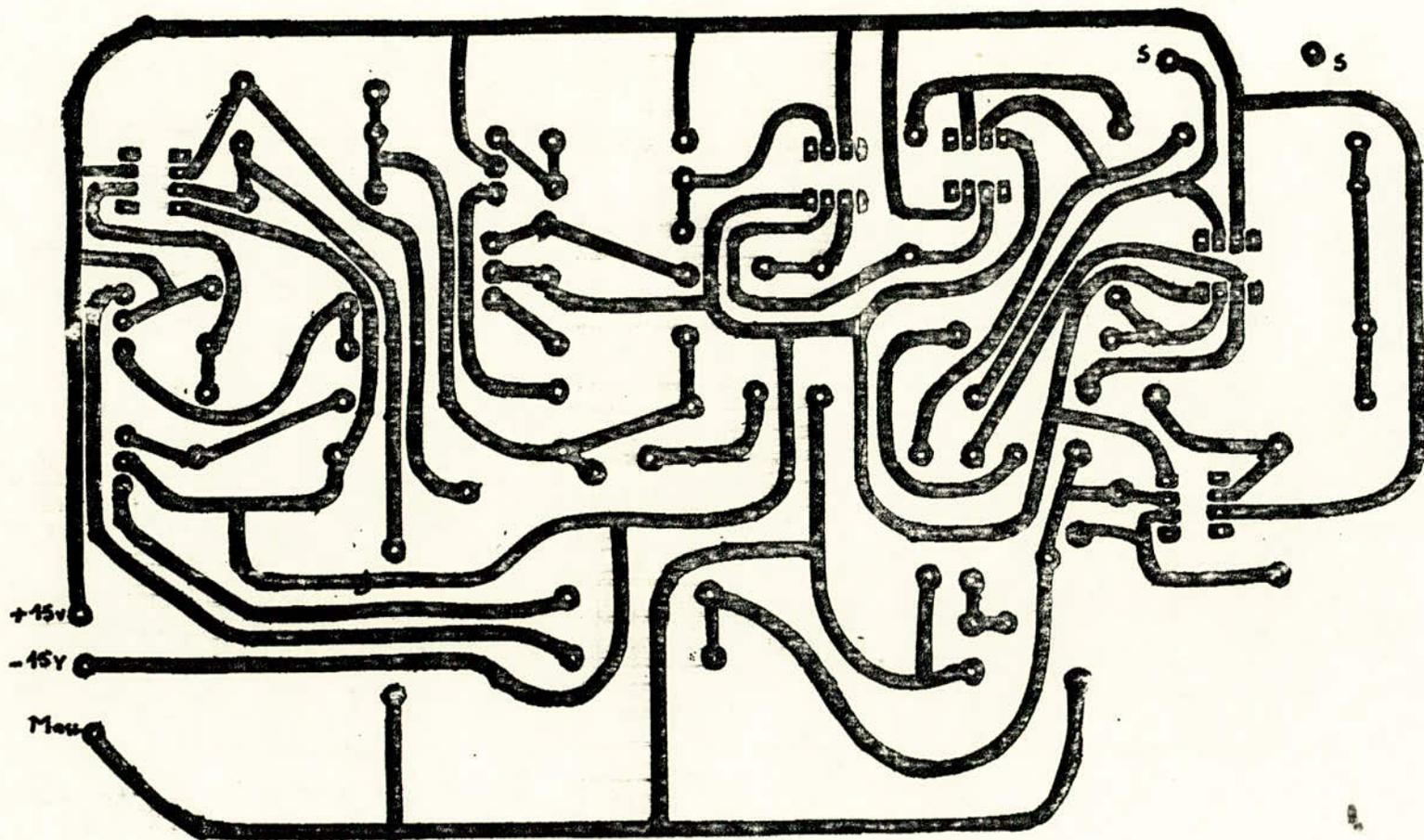


FIG. 7A : COTE CONNEXIONS

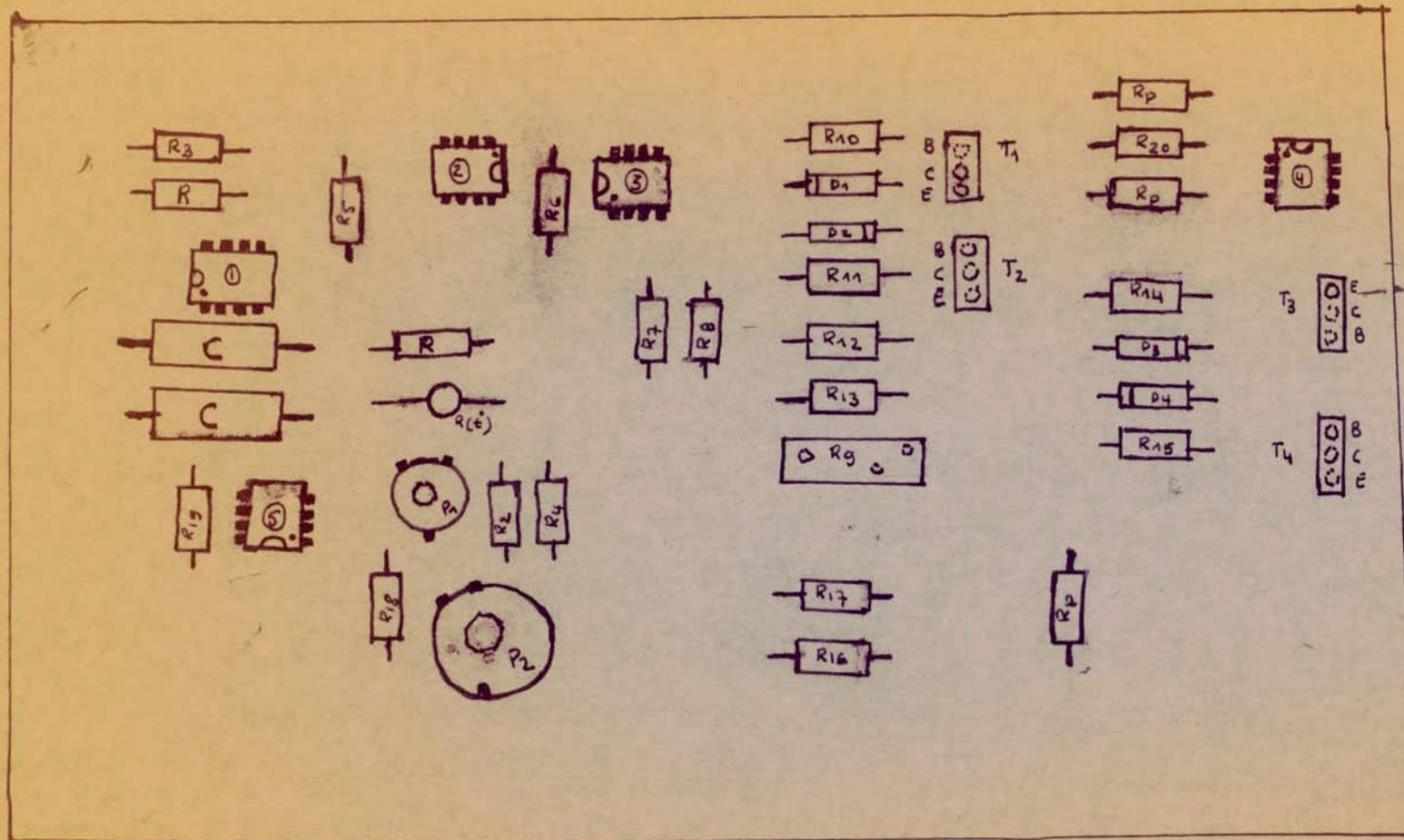


FIG. VB : Coté Composants .

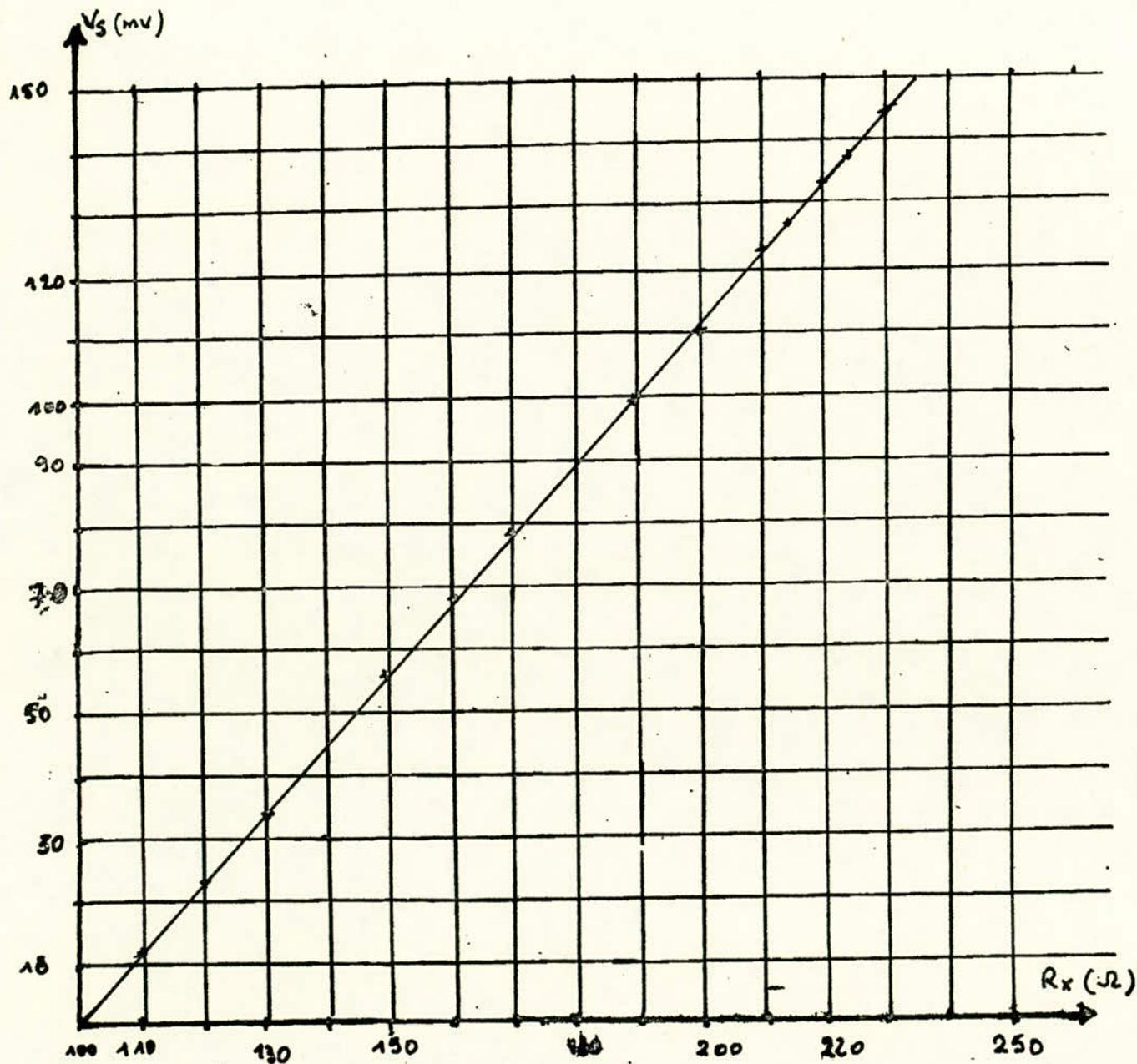


FIG. Vc : tension de sortie  
du pont de mesure  
en fonction de  $R_x$ ,

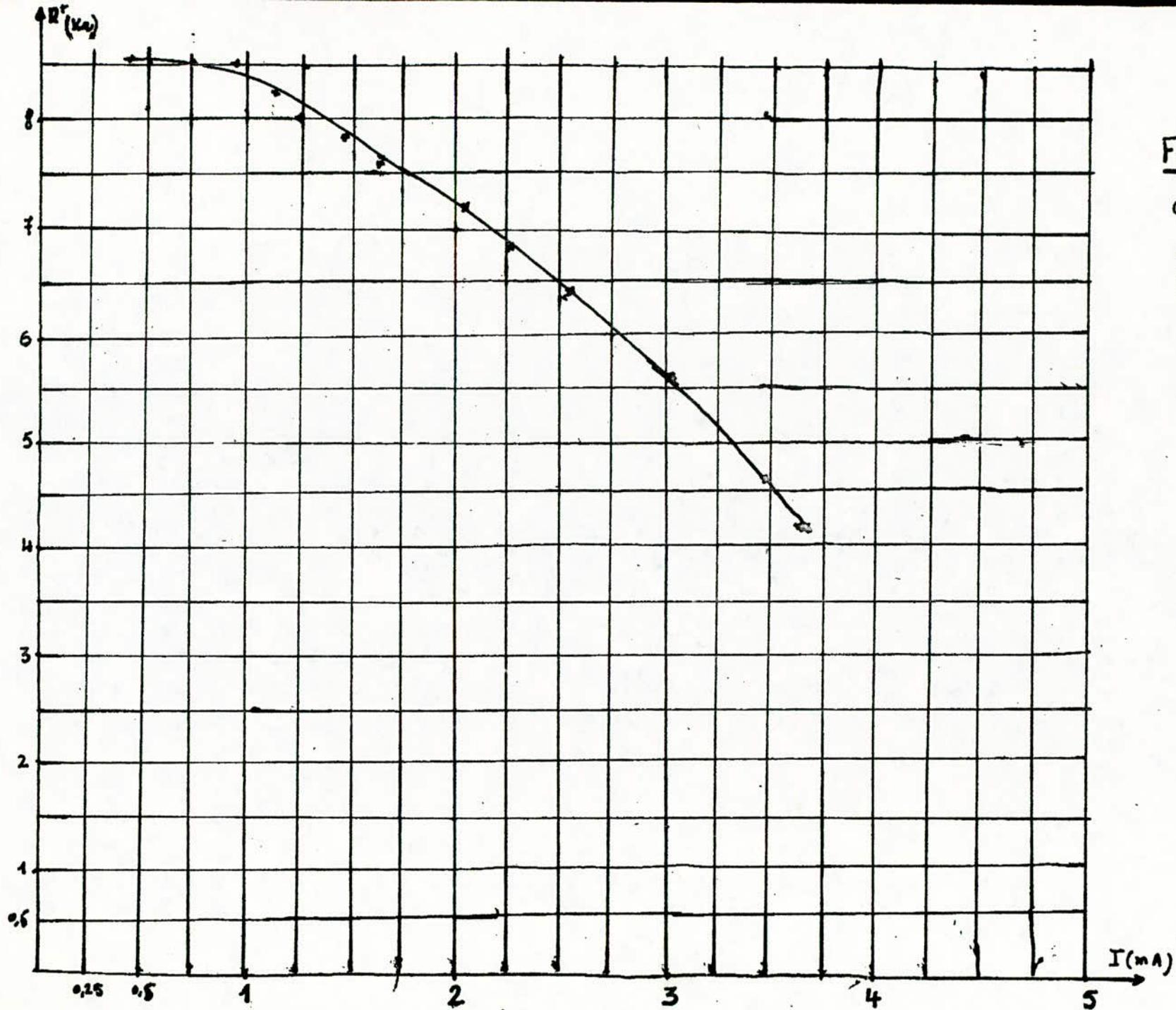


FIG 5D:

Caractéristique  
de la thermistance

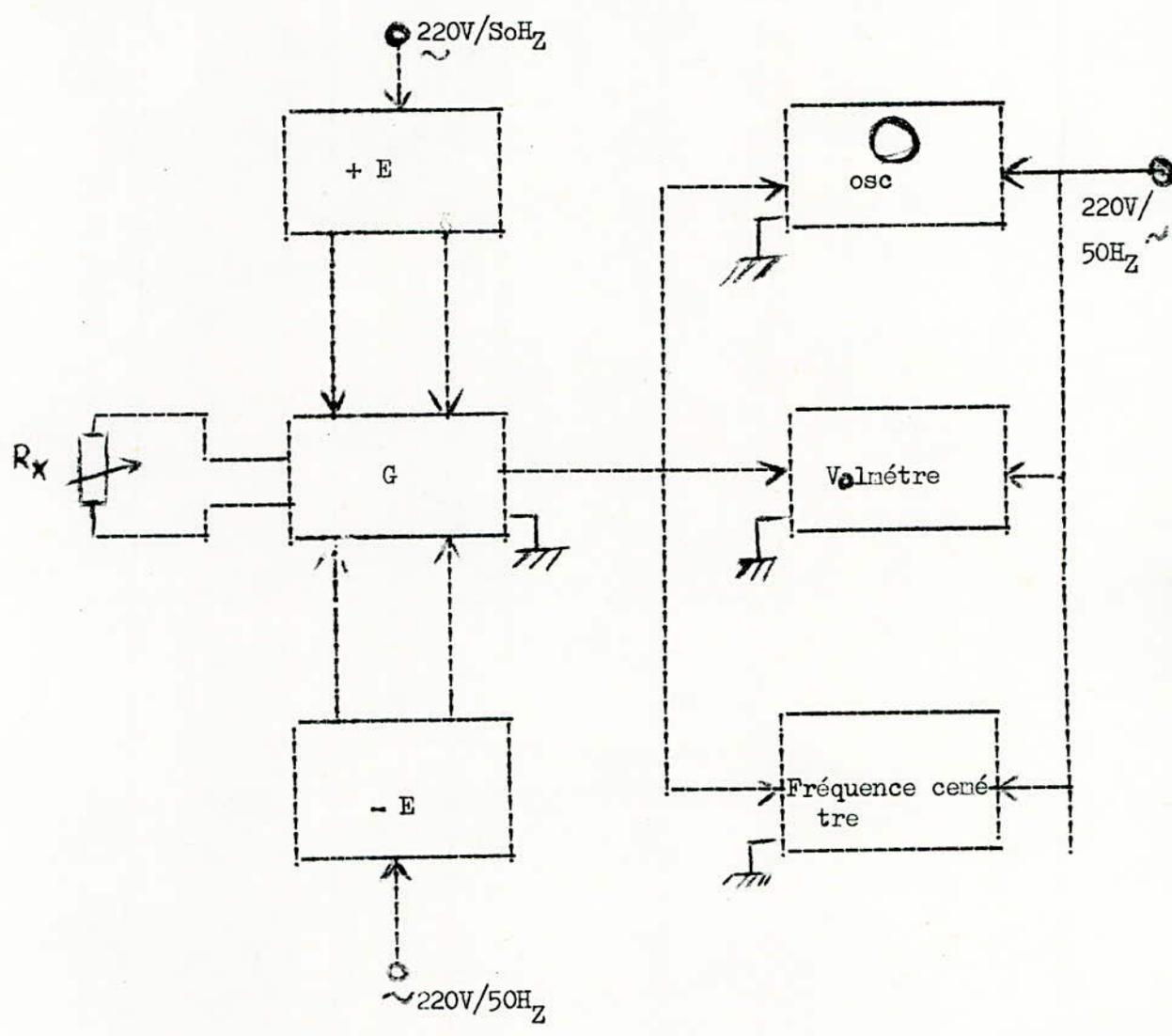
$$R_T = f(I).$$



RESULTATS EXPERIMENTAUX

1. Schéma de l'expérience.

Pour relever les différentes mesures, nous avons utilisés le schéma suivant :



avec :

$R_x$  : boîte AOIp. (X0,1 x 1) . LiE . Belin RM28 (X100 , X 10)

+E : aliméntation stabilisée + 15V, de type MC4020C.

-E : aliméntation stabilisée, - 15V type MC 4020C.

Oscilloscope : PHILLIPS. PM 3230. 0 - 10 MHz.

mili - Voltmètre : CRC . MV 153, classe 1,5

Fréquencecémètre : PHILLIPS ; PM 6622 80MHz

2 - Calcul d'erreur.

Je vais donner dans ce paragraphe les formules théoriques des différentes erreurs pouvant influencer sur la valeurs des fréquences données par le générateur en fin de paragraphe, Je ~~vais~~ déterminer la classe de celui-ci.

$$\sigma'_{1f_0} = \frac{f'_0 - f_0}{f_0} = \pm \frac{\Delta f_0}{f_0}; \quad \sigma_{1,f_0} = \pm \frac{\Delta f_0}{f_0} \cdot 100 \quad [\%] \quad (1)$$

$$S = \frac{f_{\max} - f_0}{t^{\circ}_{\max} - t^{\circ}_0} = \frac{f_{\max} - f_0}{R_{\max} - R_0} = \frac{\Delta f}{\Delta R} = \frac{\Delta f}{\Delta R}$$

$$\sigma'_{1,5} = \frac{S' - S}{S} = \pm \frac{\Delta S}{S} = \frac{(\frac{\Delta f}{\Delta R})' - \frac{\Delta f}{\Delta R}}{\frac{\Delta f}{\Delta R}} = \frac{(\frac{\Delta f'}{\Delta R} - \frac{\Delta f}{\Delta R})}{\frac{\Delta f}{\Delta R}} =$$

$$= \frac{f' - f}{f} = \frac{f'}{f} - 1 = \pm \left( \frac{f'_{\max} - f'_0}{f} - 1 \right)$$

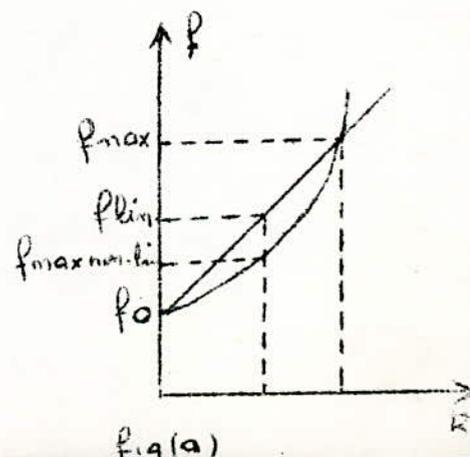
$$\sigma_{1,5_S} = \pm \left( \frac{f'_{\max} - f'_0}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 \quad [\%] =$$

$$= \pm \left( \frac{\Delta f'}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 \quad [\%] \quad (2)$$

$$\sigma_{2,f_0} = \pm \frac{\Delta f_0}{f_0} \cdot 100 \quad [\%] \quad (3)$$

$$\sigma_{2,5} = \pm \left( \frac{f'_{\max} - f'_0}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 \quad [\%] = \pm \left( \frac{\Delta f'}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 \quad [\%] \quad (4)$$

$$\sigma_{\Delta E, f_0} = \pm \frac{\Delta f_0}{f_0} \cdot 100 \quad [\%] \quad (5)$$



$$\sigma_{\Delta E, S} = \pm \left( \frac{f'_{\max} - f'_{o}}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 \left[ \% \right] = \pm \left( \frac{\Delta f'}{\Delta f} - 1 \right) 100 \left[ \% \right] \quad (6)$$

$$E_{r, \text{non lin}} = \frac{f_{\text{nonlin}} - f_{\text{lin}}}{\Delta f_{\text{lin}}} \cdot 100 \left[ \% \right] = \pm \frac{\Delta f^*}{\Delta f_{\text{lin}}} 100 \left[ \% \right] \quad (7)$$

(voir fig (a))

Notation :

$\sigma_{1f'_o}$  : Erreur de non-stabilité de la fréquence  $f_o$  pendant un court - instant.  
(1h)

$\sigma_{2f_o}$  : Erreur de non- stabilité de  $f_o$  pour une longue durée (10h)

$\sigma_{1S}$  : Erreur de non-stabilité de la sensibilité pendant un instant donné.  
(une courte durée : 1 h)

$\sigma_{2S}$  : Erreur de non-stabilité de la sensibilité pour une longue durée (10<sup>h</sup>)

$\sigma_{\Delta E, f_o}$  : Erreur de non-stabilité de  $f_o$  due à une variation de  $\pm 10 \%$  de l'alimentation.

$\sigma_{\Delta E, S}$  : Erreur de non-stabilité de la sensibilité due à une variation de  $\pm 10 \%$  de l'alimentation.

$E_{r, \text{non-lin}}$  : Erreur relative de non - linéarité.

### 3 - Résultats.

J'ai résumé par des tableaux tous les résultats expérimentaux que j'ai obtenu au cours des manipulations.

Cour

(52)

$$a) \sigma_{1, f_0}; \quad f_0 = 1000 \text{ Hz}; \quad t = 1^h$$

t (mn)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	58	60
f <sub>0</sub> (HZ)	1000,0	1000,6	1000,3	1000,5	999,5	999,3	999,9	1000,1	999,2	1000,3	1000,1	999,9	1000,3
Δ f <sub>0</sub> (HZ)	0	+ 0,6	+ 0,3	+ 0,5	- 0,5	- 0,7	- 0,1	+ 0,1	- 0,8	+ 0,3	+ 0,1	- 0,1	+ 0,3

$$\sigma_{1, f_0}^+ = + \frac{\Delta f_0}{f_0} \cdot 100 = \frac{+ 0,6}{100} \cdot 100 = + 0,06 \%; \quad \sigma_{1, f_0}^- = - \frac{\Delta f_0}{f_0} \cdot 100 = \frac{- 0,8}{100} \cdot 100 = - 0,08 \%$$

$$b) \sigma_{1, S}; \quad f_0 = 1000 \text{ Hz}; \quad f_{\max} = 2500 \text{ Hz}; \quad \Delta f = 1500 \text{ Hz} \quad t = 1^h$$

t(mn)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
f' <sub>0</sub> (HZ)	1000	1000,4	1000,2	1000,0	999,8	999,9	1000,5	1000,4	1000,2	999,8	1000,2	1000,4	999,3
f' <sub>max</sub> (HZ)	2000	2500,5	2500,8	2502,0	2502,0	2500,7	2499,3	2500,9	2501,7	2499,1	2500,1	2498,9	2499,0
Δ f' (HZ)	1500	1500,1	1500,6	1502,0	1502,2	1500,8	1498,8	1500,5	1501,5	1499,3	1498,9	1498,5	1499,7

$$\sigma_{1, S}^+ = \left( \frac{\Delta f'_{\max}}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 = \left( \frac{1502,2}{1500} - 1 \right) \cdot 100 = + 0,15 \%; \quad \sigma_{1, S}^- = \left( \frac{\Delta f'_{\max}}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 = \left( \frac{1498,5}{1500} - 1 \right) \cdot 100 = - 0,10 \%$$

-53-

c)  $\sigma_{2, f_0}$ ;  $f_0 = 1000 \text{ Hz}$ ;  $t = 10^h$ 

t	h	9 <sup>00</sup>	9 <sup>30</sup>	10 <sup>00</sup>	10 <sup>30</sup>	11 <sup>00</sup>	11 <sup>30</sup>	12 <sup>00</sup>	12 <sup>30</sup>	13 <sup>00</sup>	13 <sup>30</sup>	14 <sup>00</sup>
f <sub>0</sub>	Hz	1000,0	1000,3	1000,1	999,8	999,9	1000,0	1000,2	999,7	999,5	999,6	999,5
$\Delta f_0$	Hz	0	+ 0,3	+ 0,1	- 0,2	- 0,1	0	+ 0,2	- 0,3	- 0,5	- 0,4	- 0,5

t	h	14 <sup>30</sup>	15 <sup>00</sup>	15 <sup>30</sup>	16 <sup>00</sup>	16 <sup>30</sup>	17 <sup>00</sup>	17 <sup>30</sup>	18 <sup>00</sup>	18 <sup>30</sup>	19 <sup>00</sup>
f <sub>0</sub>	Hz	999,8	1000,1	999,7	999,8	1000,3	1000,2	1000,1	999,9	999,5	999,6
$\Delta f_0$	Hz	- 0,2	+ 0,1	- 0,3	- 0,2	+ 0,3	+ 0,2	+ 0,1	- 0,1	- 0,5	- 0,4

$$\sigma_{2, f_0}^+ = \frac{+ \Delta f_0}{f_0} \cdot 100 [\%] = \frac{0,3}{1000} \cdot 100 = + 0,03 \%$$

$$\sigma_{2, f_0}^- = \frac{- \Delta f_0}{f_0} \cdot 100 [\%] = \frac{- 0,5}{1000} \cdot 100 = - 0,05 \%$$

54

d)  $\sigma_{2,S} ; f_0 = 1000 \text{ HZ} ; f_{\max} = 2500 \text{ HZ} ; \Delta f = 1500 \text{ HZ} ; t = 10^h.$

t	h	9 <sup>00</sup>	9 <sup>30</sup>	10 <sup>00</sup>	10 <sup>30</sup>	11 <sup>00</sup>	11 <sup>30</sup>	12 <sup>00</sup>	12 <sup>30</sup>	13 <sup>00</sup>	13 <sup>30</sup>	14 <sup>00</sup>
f' <sub>0</sub>	HZ	1000,0	1000,3	1000,1	999,8	999,9	1000,0	1000,2	999,7	999,5	999,6	999,5
f' <sub>max</sub>	HZ	2499,8	2500,4	2502,2	2502,0	2498,8	2501,8	2499,9	2498,5	2501,5	2498,3	2499,8
$\Delta f'$	HZ	1499,8	1500,1	1502,1	1502,2	1498,9	1501,8	1499,7	1498,8	1501,0	1498,7	1500,3

t	h	14 <sup>30</sup>	15 <sup>00</sup>	15 <sup>30</sup>	16 <sup>00</sup>	16 <sup>30</sup>	17 <sup>00</sup>	17 <sup>30</sup>	18 <sup>00</sup>	18 <sup>30</sup>	19 <sup>00</sup>
f' <sub>0</sub>	HZ	999,8	1000,1	999,7	999,8	1000,3	1000,2	1000,1	999,9	999,5	999,6
f' <sub>max</sub>	HZ	2500,7	2500,8	2501,7	2501,9	2500,3	2499,0	2499,2	2499,7	2500,1	2501,4
$\Delta f'$	HZ	1500,9	1500,7	1502,0	1502,1	1500,0	1498,8	1499,1	1499,8	1500,6	1501,8

$$\sigma_{2,S}^+ = \left( \frac{\Delta f'_{\max}}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 [\%] = \left( \frac{1502,2}{1500} - 1 \right) \cdot 100 = + 0,15 \%$$

$$\sigma_{2,S}^- = \left( \frac{\Delta f'_{\min}}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 [\%] = \left( \frac{1498,7}{1500} - 1 \right) \cdot 100 = - 0,09 \%$$

e)  $\sigma_{\Delta E, f_0}$  ;  $E = + 15 \text{ V} \pm 10\%$  ;  $E_- = - 15 \text{ V} \pm 10\%$  ;  $f_0 = 1000 \text{ HZ}$

E	V	+ 15V - 15V	+ 15V + 10% - 15V + 10%	+ 15V - 10% - 15V - 10%	+ 15V + 10% - 15V - 10%	+ 15V - 10% - 15V + 10%
f <sub>0</sub>	HZ	1000,0	999,6	999,2	999,8	999,7
$\Delta f_0$	HZ	0	- 0,4	- 0,8	- 0,2	- 0,3

$$\sigma_{\Delta E, f_0} = \frac{\Delta f_0 \cdot 100}{f_0} = \frac{- 0,8}{1000} \cdot 100 = - 0,08\%$$

f)  $\sigma_{\Delta E, S}$  ;  $E = + 15 \text{ V} \pm 10\%$  ;  $E_- = - 15 \text{ V} \pm 10\%$  ;  $f_0 = 1000 \text{ Hz}$  ;  $f_{\text{max}} = 2500 \text{ Hz}$

E	V	+ 15V - 15V	+ 15V + 10% - 15V + 10%	+ 15V - 10% - 15V - 10%	+ 15V + 10% - 15V - 10%	+ 15V - 10% - 15V + 10%
f' <sub>0</sub>	HZ	1000,0	999,6	999,2	999,8	999,7
f' <sub>max</sub>	HZ	2000,0	2498,9	2498,4	2499,6	2499,2
$\Delta f'$	HZ	1500,0	1499,3	1499,2	1499,8	1499,5

$$\sigma_{\Delta E, S} = \left( \frac{\Delta f'}{\Delta f} - 1 \right) \cdot 100 [\%] = \left( \frac{1498,2}{1500,0} - 1 \right) 100 = - 0,05\%$$

g)  $\epsilon_r, \text{nonlin.}$  ;  $f_0 = 1000$  ;  $f_{\text{max}} = 2500 \text{ Hz}$

f <sub>lin</sub>	HZ	1000	1200	1500	1750	2000	2200	2500
f <sub>nonlin</sub>	HZ	1000	1249,6	1499,5	1750,1	2000,7	2251	2501,9
$\Delta f^*$	HZ	0	- 0,4	- 0,5	+ 0,1	+ 0,7	+ 1	+ 1,9
$\Delta f_{\text{lin}}$	HZ	0	200	500	750	1000	1200	1500
$\epsilon_r, \text{nonlin.}$	%	0	- 0,16	- 0,1	+ 0,013	+ 0,07	+ 0,08	+ 0,13

4 - tableaux récapitulatif

$\sigma_{1,fo}$	$\sigma_{1,S}$	$\sigma_{2,fo}$	$\sigma_{2,S}$	$\sigma_{\Delta E,fo}$	$\sigma_{\Delta E,S}$	$\epsilon_{r,nonlin}$
%	%	%	%	%	%	%
+ 0,06	+ 0,15	+ 0,03	+ 0,15	0	0	+ 0,13
- 0,08	- 0,10	- 0,05	- 0,09	0,08	- 0,05	- 0,16

la  $\bar{F}_{\text{exf}}^{\circ} = 25^{\circ} [C^{\circ}] = C^{\dagger \epsilon}$

$$\epsilon_{r,\Sigma} = \pm \sqrt{(\sigma_{2,S_{\text{max}}})^2 + (\sigma_{\Delta E,S_{\text{max}}})^2 + (\epsilon_{r, \text{nonlin max}})^2}$$

$$= \pm \sqrt{0,15^2 + (-0,05)^2 + (-0,16)^2} = \pm 0,225 \% !$$

$$\epsilon_{r,\Sigma} \leq \pm 0,23 \%$$

$\epsilon_{r,\Sigma}$  est la classe de notre appareil.





# ANNEXE

## S O M M A I R E

Page

Ch I.	<u>Alimentation du générateur</u> .....	
1.	Adaptation de l'amplitude du signal.....	1
2.	Redressement.....	1
3.	Filtrage.....	3
4.	Stabilisation et régulation.....	4
5.	Calcul du transformateur.....	4
Ch. II.	<u>L'amplificateur opérationnel</u> : (Rappels et Caractéristiques)	
1.	Caractéristiques de l'A.C idéal.....	7
2.	Caractéristiques statiques.....	7
3.	Caractéristiques Dynamiques.....	8
4.	les montages fondamentaux de l'amplificateur opératio- nel.....	12
5.	Caractéristiques principales du A 741.....	14

Pour polariser les differents amplis opérationnels, il est necessaire d'avoir une source de tension continue et stable.

Pour être utilisé, la tension du secteur doit subir des transformations :

- Adaptation de l'amplitude du signal en fonction de la tension et la puissance désirée.
- Redressement.
- Filtrage.
- Stabilisation et regulation.

### 1. Adaptation de l'amplitude du signal.

L'adaptation entre le secteur et la tension désirée est réalisée à l'aide d'un transformateur, celui-ci étant constituée par :

- Un noyau magnétique : caractérisé par la puissance utile qu'il doit transmettre, la section du fer.
- Un primaire : caractérisé par la tension du secteur  $U_1$ , le nombre de spires  $N_1$ , la section du fil utilisé  $d_1$  et le courant  $I_1$  qui le traverse.
- Le secondaire : caractérisé par  $N_2$ ,  $d_2$ ,  $I_2$ ,  $U_2$  tension à ses bornes la puissance  $P_2$  qu'il doit fournir.

Pour le calcul de notre transformateur, les grandeurs précédentes sont reliées par les formules empiriques suivantes :

$$N_1 = U_1 \cdot m_1$$

avec  $m_1$  : le nombre de spires/volt donnée par le tableau N° 1.

$$N_2 = \frac{U_2}{U_1} \times N_1 \left( 1 + \frac{100 - \eta}{2 \cdot 100} \right)$$

$\eta$  : rendement en % du circuit choisi correspondant à la puissance désirée (tableau N° 2)

$$I_1 = \frac{P_{S2}}{V_1}$$

$$I_2 = \frac{P_{S2}}{V_2}$$

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I_1}{\Delta}} \quad ; \quad d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{I_2}{\Delta}}$$

$\Delta$  : densité de courant (tableau N° 1)

### 2. Redressement -

Pour la polarisation des éléments se trouvant dans le générateur de fréquence, la tension alternative disponible au secondaire du transformateur doit être redressée et stabilisée.

On a 2 possibilités de redressement.

a). Redressement simple alternance.

La fig (1) donne un schéma de principe pour réaliser un redressement mono-alternance.

On montre que la tension aux bornes de la charge ( $R_2$ ) à l'allure indiquée en fig (1a); la diode étant supposée idéale.

Cette tension, on tension redressée à pour expression :

$$\begin{aligned} V &= E_m \sin wt && \text{pour } 0 < wt < \pi \\ V &= 0 && \text{pour } \pi < wt < 2\pi \end{aligned}$$

de valeur moyenne :

$$V = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V(wt) d(wt) = \frac{E_m}{\pi} = \frac{\sqrt{2} E_{eff}}{\pi} = \frac{0,45 E_{eff}}{\pi} \quad (1)$$

b) Redressement bi - alternance :

Dans le cas du redressement simple, on utilise seulement une alternance sur 2. On distingue deux montages permettant de redresser les deux alternances :

- le premier dont le schéma de principe est donné par la fig (2a) utilise un transformateur dont le secondaire est muni d'un point milieu.
- le second, fig (2b), utilise un transformateur à secondaire unique

En supposant les diodes idéales, on montre qu'une tension redressée en double alternance est conforme à la fig (2c). Cette tension  $V (+)$  à pour expression :

$$\begin{aligned} V (+) &= E_m \sin wt && \text{pour } 0 < wt < \pi \\ V (+) &= E_m \sin wt && \text{pour } \pi < wt < 2\pi \end{aligned}$$

On en déduit l'expression de la valeur moyenne.

$$\begin{aligned} \bar{V}, = R I &= R \frac{1}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} I_m \sin wt d(wt) = R \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin wt d(wt) = \frac{2 R I_m}{\pi} = \\ &= \frac{2V_M}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{eff} \end{aligned}$$

d'où  $\bar{V} = 0,9 V_{eff} \quad (2)$

On constate que la période du signal redressé est égale à la moitié de celle du signal d'entrée. Cette propriété intéressante peut-être utilisée dans les doubleurs de fréquence.

On notera donc que, partant d'une tension  $e = E_m \sin wt$  dont la valeur moyenne est nulle on obtient, après redressement une tension de valeur moyenne non nulle.

On a supposé implicitement que la diode ne conduit pas en inverse, ce qui n'est vrais que si  $V_2 > E_m$ .

Il est donc nécessaire que la diode utilisée tiende en inverse une tension égale à  $E_m$ . De plus, une résistance  $R$  de faible valeur est toujours insérée avec la diode afin de limiter le courant en cas de court-circuit.

Le développement en série de Fourier de la tension redressée (mono-alter.) mais non filtrée peut se mettre sous la forme suivante :

$$V = \frac{E_m}{\pi} \left[ 1 - 2 \left( \frac{\cos 2 \omega t}{2^2 - 1} + \frac{\cos 4 \omega t}{4^2 - 1} + \dots \right) \right]$$

On constate que la tension redressée contient une composante continue  $\frac{E_m}{\pi}$  ( resp.  $\frac{2 E_m}{\pi}$  ) et une suite de termes variables appelés "harmoniques " dont la fréquence est un multiple pair de la fréquence incidente.

Il s'ensuit que si l'on désire obtenir uniquement la composante continue  $E_m/\pi$  il faudrait éliminer les harmoniques à l'aide d'un filtre passe. bas qui atténue fortement la composante  $2\omega$ .

### 3. Filtrage.

Le filtre passe - bas est constitué par des éléments  $R, C$ . La fig ( 3 a ) nous donne un schéma de principe dans le cas d'un redressement mono-alternance.

La fig ( 3 b ) nous donne la forme de cette tension redressée et filtrée. On démontre que dans le cas où  $R C > \frac{1}{f}$ , l'ondulation  $\Delta V$  est reliée à la valeur moyenne par :

$$\frac{\Delta V}{\bar{V}} = \frac{1}{2 R C f} \quad (\text{mono - Alternance})$$

$$\frac{\Delta V}{\bar{V}} = \frac{1}{4 R C f} \quad (\text{bi - Alternance})$$

En pratique, on choisit un condensateur de filtrage proportionnellement au courant débité en sortie et fonction de l'encombrement et du prix. Il doit supporter la tension maximale à vide que fournit le secondaire.

On prend une marge de sécurité dans le cas où les tensions secondaires sont données par des transformateurs chargés, c'est à dire débitant un courant nominal, on doit aussi tenir compte des élévations possibles de la tension de réseau.

On tiendra compte aussi de la tension d'ondulation maxi aux bornes de la capacité. Celle-ci ne devant jamais dépasser 10 % de la tension de sortie. La tension de service du condensateur de filtrage est généralement égale à 1,7 fois la tension efficace disponible au secondaire du transformateur en charge.

On prend généralement une capacité égale à 1500  $\mu F/A$ . Une formule approchée donne la valeur de la capacité :

$$C_f \approx \frac{I_{Max}}{4 \cdot V \cdot f}$$

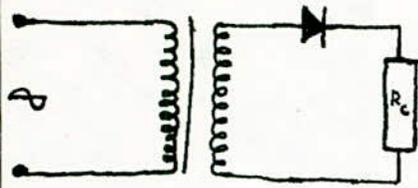


Fig 1: Redressement  
mono-Alternance

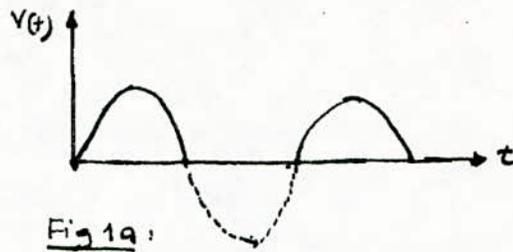


Fig 1a: tension redressée mono-alternance

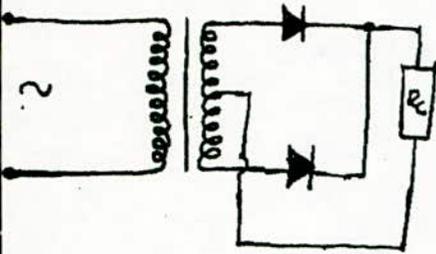


Fig 2a: Redressement double-Alt.  
à transfo. pont milieu.

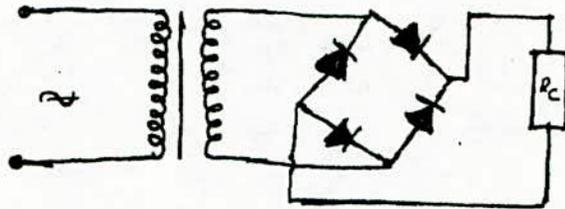


Fig 2b: Redressement double-Alt.  
à pont de diodes.

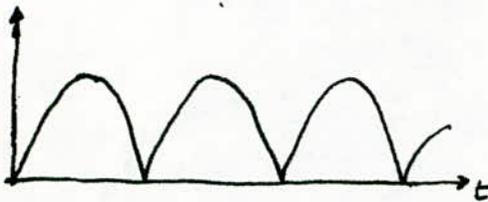


Fig 2c: tension redressée  
double alternance.

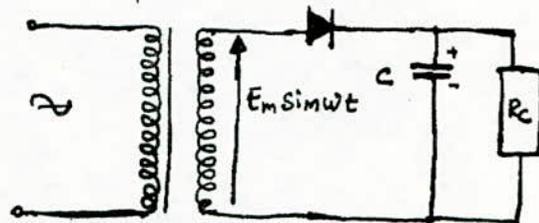


Fig 3a: filtre utilisé en mono-alternance.

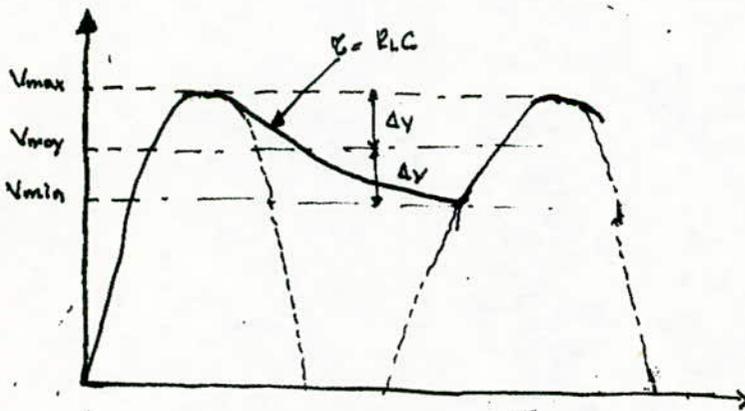


Fig 3b: tension redressée et filtrée.

On dispose au département de condensateur chimique de valeur

$$C_f = \frac{2200 \text{ u F}}{(25 \text{ V})}$$

Ce qui correspond à notre capacité de filtrage.

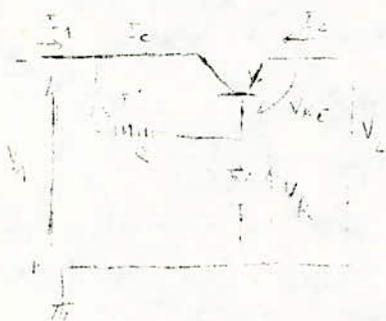
#### 4- Stabilisation et Régulation.

Les tensions redressées et filtrées subissent des variations du secteur et de la charge. On réduit ces effets par une stabilisation de la tension filtrée.

Dans notre étude on a réalisé une régulation très simple par transistor série.

On notera qu'il serait possible de réaliser cette alimentation symétrique avec des  $\mu A 723$  ou des  $M_C 7815, 7915$  qui n'existait pas au département.

Le montage le plus simple correspond au schéma ci-dessus :



le transistor régulateur est placé en série dans le circuit. Il joue en outre le rôle de comparateur.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

Lorsque  $V_2$  augmente , la tension  $V_{BE}$  décroît et devient moins négative, la tension  $V_R$  restant évidemment constante. on a :

$$V_R = V_{BE} + V_2 \implies |V_R| > |V_2|$$

Le courant  $I_C$  diminue ( d'après les caractéristiques). En négligeant le courant de base  $I_B$  devant le courant  $I_C$ , on a :  $|I_2| \approx |I_C|$  .

On aura donc  $I_2$  ( courant dans la charge) qui va diminuer, la tension  $V_2$  décroit.

Un raisonnement analogue, lorsque  $V_2$  diminue, conduit aux mêmes conclusions; il y a donc stabilisation.

#### 5- Calcul du transformateur

Vu la faible consommation de notre montage, nous avons étudiés un transformateur monophasé délivrant une puissance de 36 V.A. à partir du secteur.

Pour le choix du noyau, nous avons optés pour le circuit 35 Q 25 qui peut fournir une puissance maxi. de 38 V.A. d'après le tableau N°2, on en déduit le rendement qui est de l'ordre de 80 %. ( on l'admet).

a). Calcul du nombre de spires /

<) au primaire :

$$N_1 = 220 \times n_1 = 220 \times 7,12 \approx 1566 \text{ spires}$$

3) au secondaire :

$$N_2 = 36 \times 7,12 \left( 1 + \frac{100 - 80}{2 \cdot 100} \right) \approx 282 \text{ spires.}$$

b) - Calcul des courants:

$$I_1 = \frac{P_{S_2}}{u_1} = \frac{26}{0,80 \cdot 220} = 0,204 \text{ A} \approx 0,2 \text{ A.}$$

$$I_2 = 1 \text{ A.}$$

c) - Calcul du diamètre des fils :

$$= 4,5 \text{ A/mm}^2$$

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{0,2}{4,5}} = 0,238 \text{ mm} \approx 0,24 \text{ mm.}$$

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{1}{4,5}} = 0,553 \text{ mm} \approx 0,5 \text{ mm.}$$

Reference du noyau	Puiss. max transmise VA	Dimensions du transformateur hors tout Ex L x F x H	Section de fer cm <sup>2</sup>	longueur de la ligne de force cm	Spires par Volt	Intensité dans le cuivre A/mm <sup>2</sup>	Rapport Puiss/Volume W/cm <sup>3</sup>	Poids total en Watts	Puiss. apparente en VA
35A13	20	54x59x44	1,94	12,4	13,65	5,9	0,146	0,4	2,8x2
35A19	29	54x59x50	2,62	12,4	9,4	5,1	0,182	0,6	3,6x2
35A25	38	54x59x56	3,32	12,4	7,12	4,5	0,214	0,78	4,7x2
35A38	58	54x59x69	5,66	12,4	4,68	3,8	0,232	1,2	2,2x2
35T13	41	71x73x50	2,42	16,3	10,95	5,4	0,165	0,66	3,6x2
35T19	60	71x73x56	3,54	16,3	7,46	4,7	0,207	0,98	5,2x2
35T25	76	71x73x62	4,66	16,3	5,69	4,1	0,242	1,28	6,8x2
35T32	96	71x73x69	6,96	16,3	4,45	3,8	0,266	1,64	8,7x2
35U19	68	77x79x65	3,54	17,8	7,48	4,7	0,174	1,08	5,5x2
35U25	88	77x79x71	4,66	17,8	5,69	4,1	0,204	1,4	7,2x2
35U32	110	77x79x78	5,96	17,8	4,45	3,1	0,23	1,8	9,2x2
35U38	146	77x79x84	7,08	17,8	3,74	3,6	0,264	2,14	10,9x2
35V22	166	89x97x76	5,32	20,6	4,98	4	0,212	1,86	9,0x2
35V29	180	89x97x83	7,026	20,6	3,77	3,6	0,252	2,46	11,8x2
35V38	230	89x97x92	9,20	20,6	2,88	3,38	0,29	3,22	15,5x2
35V51	300	89x97x109	12,30	20,6	2,15	2,85	0,33	4,32	20,6x2
35X19	220	108x123x87	5,66	25,5	4,68	3,9	0,193	2,26	11,0x2
35X29	330	108x123x97	8,34	25,5	3,18	3,4	0,286	3,74	16,3x2
35X38	440	108x123x106	11,34	25,5	2,34	3	0,314	4,92	22,0x2
35X51	580	108x123x119	15,2	25,5	1,34	2,6	0,354	6,60	29,6x2
35Z25	480	127x147x105	8,84	30,3	3	3,3	0,216	4,54	19,4x2
35Z38	710	127x147x118	13,42	30,3	2,37	2,7	0,322	6,92	29,4x2
35Z51	900	127x147x138	18,02	30,3	1,47	2,5	0,37	9,28	35,5x2
35Z70	1200	127x147x158	24,74	30,3	1,07	2,3	0,427	12,74	54,5x2
35AD32	1200	164x189x130	14,86	39	1,78	2,6	0,29	9,88	33,4x2
35AD51	1900	164x189x149	23,7	39	1,12	2,4	0,41	15,34	62,7x2
35AJ32	2000	209x240x150	19	49,7	1,4	2,5	0,265	13	112
35AJ51	3200	209x240x170	30	49,7	0,83	2	0,39	21	190
35AP32	3500	260x300x190	24	62	1,1	2,3	0,22	21	180
35AP51	5500	260x300x210	38	62	0,7	1,7	0,33	33	290

Tableau N°1

Puissance en VA	Rendement en %
25	76
50	84
100	85
200	86
300	88
400	90
500	92
700	91
1000	92
1300	92
1500	94
2000	95

Tableau N°2

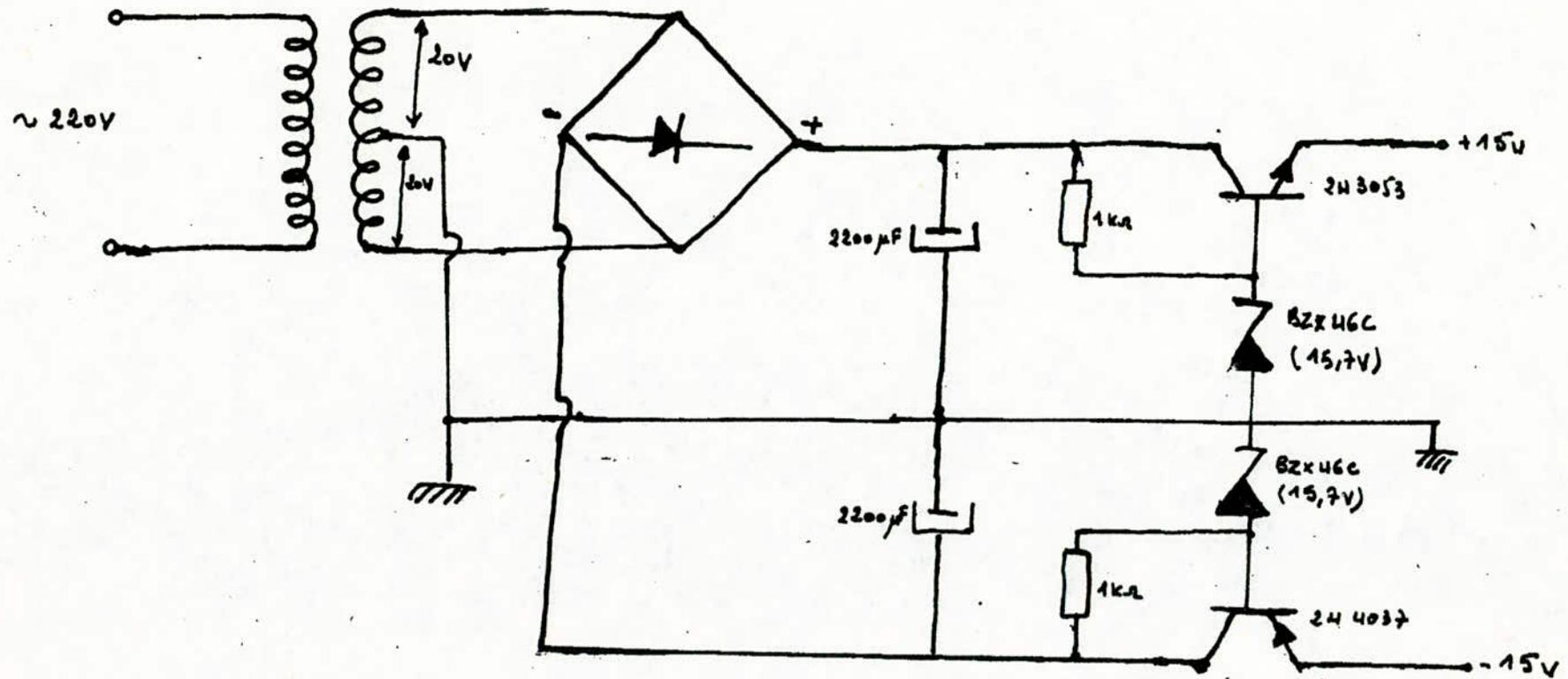


Fig 11. schéma électrique de l'alimentation

On choisit de rajouter un condensateur électrolytique de valeur

- 7 -

$$C_f = \frac{2200 \mu F}{(25 V)}$$

Ce qui correspond à notre capacité de filtrage.

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL  
Rappels - Caractéristiques.

Dans notre étude vu l'utilisation des amplis -- opérationnels ( A.O ) nous avons jugés utile de donner quelques caractéristiques et rappels sur cet élément d'une façon générale et en particulier le  $\mu A 741$ .

1. Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel idéal.

Pour atteindre la perfection un amplificateur opérationnel doit répondre aux critères suivants :

- Gain infini
- Impédance d'entrée infinie
- Impédance de sortie nulle : pour que la tension de sortie ne soit pas influencée par l'impédance de charge.
- Bande passante infinie : afin de lui permettre de fonctionner à n'importe quelle fréquence sans apporter d'atténuation ou de déphasage aux fréquences élevées.
- Tension de sortie parfaitement nulle en l'absence de signal à l'entrée.
- Courant et tension de décalage d'entrée nuls.
- Impédance de mode commun (  $Z_A$  ou  $Z_B$  ) infinie.

Les fig (1) et (2) nous donne le schéma de branchement et les symboles d'un ampli-opérationnel.

2. Caractéristiques statiques.

Représentées en fig (3)

a) - Gain en boucle ouverte :

L'A.O n'étant jamais parfait, il possède un gain propre fini appelé gain en boucle ouverte - On le désigne par  $A_o$  ou  $G_o$ .

$$G_o = \frac{V_s}{V_e} ; (G_o)_{dB} = 20 \text{ Lg} \left( \frac{V_s}{V_e} \right).$$

b) - Impédance différentielle d'entrée.

C'est l'impédance vu entre les entrées A ; B.

$$Z_{AB} = \frac{V_d}{I_d}$$

c) - Impédance d'entrée en mode commun.

$$Z_A \text{ ou } Z_B = \frac{\Delta E}{DI} \quad (\text{fig 3 c})$$

d) - Impédance de sortie :

C'est l'impédance équivalente de source vue de la sortie de L'A.D ;  
fonctionnant en boucle ouverte dans la partie linéaire de sa caractéristique on peut écrire : ( fig 3 c )

$$I_S = \frac{G_o \cdot V_d}{Z_S + Z_c} \quad Z_c : \text{Impédance de charge.}$$

e) - Courant de polarisation :  $I_p$ .

C'est le courant issu d'une source de résistance interne infinie qu'il faudrait appliquer sur l'une des entrées pour avoir une tension de sortie nulle. On peut considérer deux courants de polarisation  $I_p +$  ;  $I_p -$  ; leur différence constitue le courant de décalage d'entrée ( $I_d$ ).

f) - Tension de décalage ( offset ) d'entrée : C'est la tension  $V_o$  , qu'il faut appliquer entre les entrées pour que la tension de sortie soit effectivement nulle :

$$V_D = \frac{V_{DS}}{G_o} \quad (\text{fig 3 f})$$

g) - La tension de décalage de sortie  $V_{DS}$  est la tension qui apparaît à la sortie en l'absence de signal à l'entrée ( entrées court-circuitées et à la masse ).

$$V_{DS} = V_D G_o.$$

On notera que les phénomènes de décalage ne seraient pas grave en eux-mêmes puisqu'on peut généralement les compenser, s'ils n'étaient sujets à différentes dérives, sous l'influence de divers paramètres :

- la dérive en fonction du temps ; qui s'exprime en  $\mu V/\text{jour}$  ou par semaine pour la tension de décalage d'entrée et en nano ou pico - A par jour pour le courant.

- La dérive de la tension et du courant de décalage en fonction de la température qui s'expriment en  $\mu V/^\circ C$  ou en  $n_A/^\circ C$  ( tension, courant ).

- Les variations de la tension d'alimentation peuvent être également cause de dérives, qui sont exprimées en  $\mu V$  ( resp. n A ) par V et de la tension d'alimentation ( ou par % de variation des tensions d'alimentations.

### 3. Caractéristiques dynamiques.

a) - Gain en boucle fermée :

Dans la majorité des utilisations , les A.D sont montés selon la fig (4), dans laquelle les impédances  $Z_E$  et  $Z_{CR}$  ( impéd. de contre-réaction ) peuvent être des résistances, capacités, inductances, transistors, diodes ... .

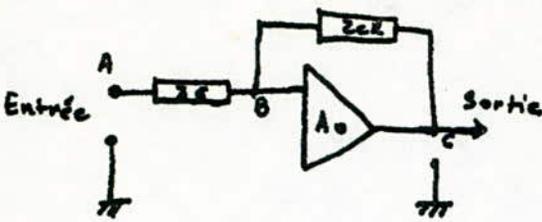


fig ① : schéma général de branchement d'un amplificateur opérationnel.

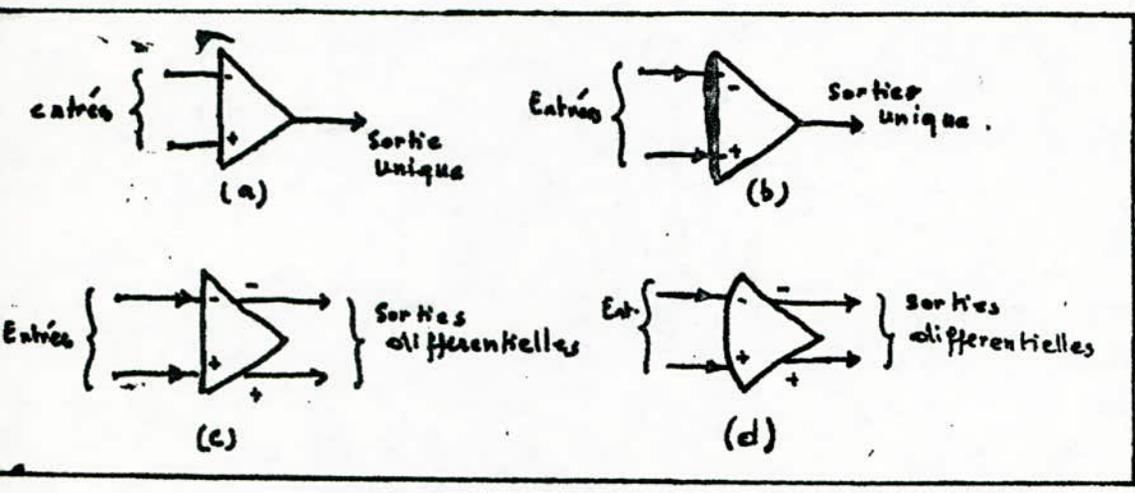


fig ② : Symboles de L'A.O

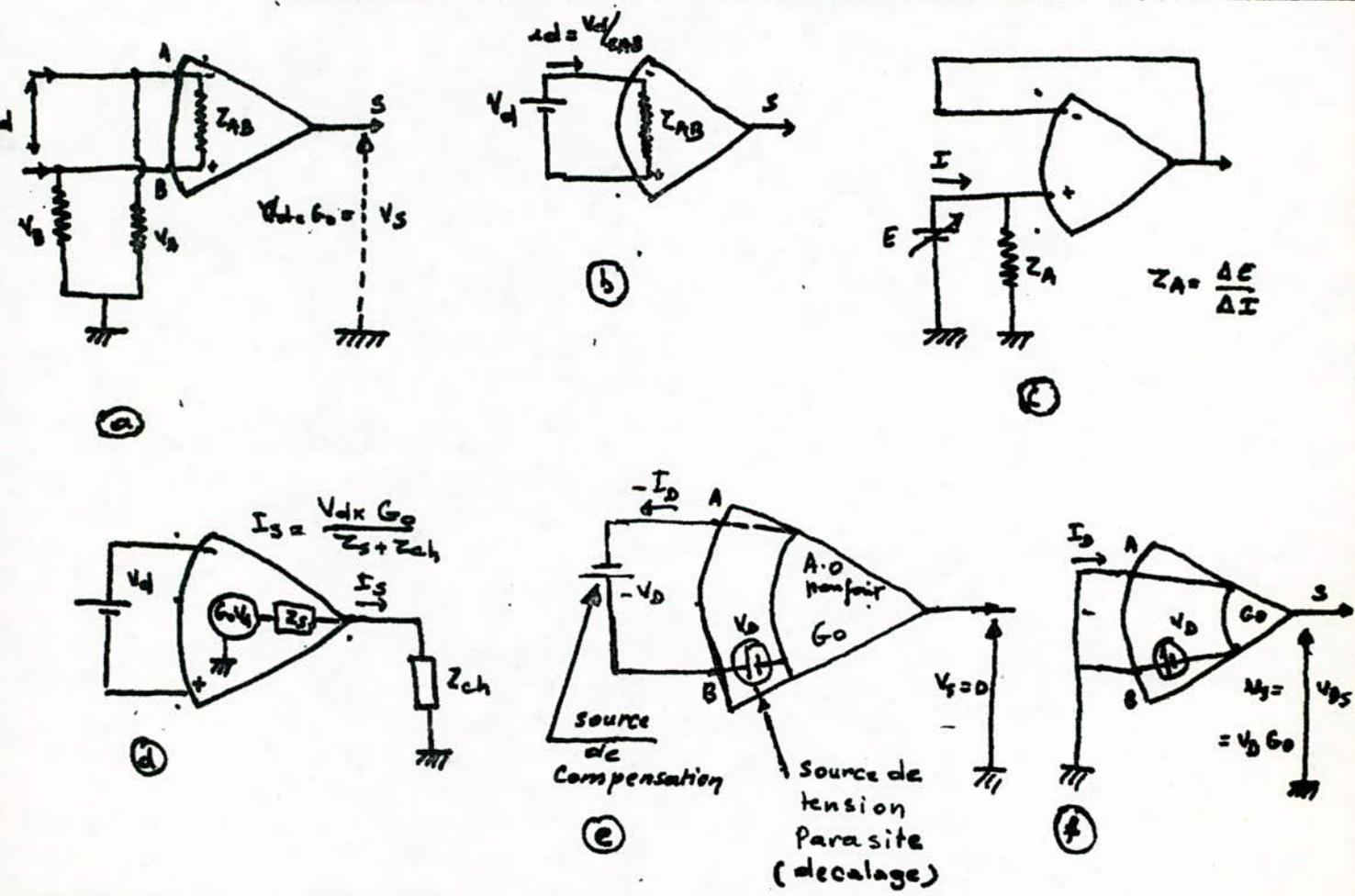


fig ③ : Représentation schématique des principaux paramètres statiques de L'A.O.

Pour un ampli idéal , on écrit le gain en courant :

$$G = Z_{CR}/Z_E$$

$$\text{où } \frac{V_E - V_B}{Z_E} = \frac{V_B - V_E}{Z_{CR}} \quad G = \frac{V_S}{V_E} = \frac{Z_{CR}}{Z_E}$$

b) - Caractéristique de transfert :  $V_S = f ( V_E )$

La fig (5) , nous donne la forme de cette courbe.

- On notera que pour un ampli-idéal, elle est symétrique par rapport aux deux axes.

- La pente de la zone linéaire est d'autant plus grande que le gain en boucle fermée est plus grand.

- La tension de saturation est indépendante du gain.

On appelle tension maximale de sortie  $V_S ( \text{Max} )$  d'un A.D. , la hauteur de la zone linéaire de la caractéristique de transfert. Elle correspond à la tension de crête du signal alternatif maximal de sortie sans distorsion.

c) - Rejection en mode commun.

Si nous réunissons entre elles les entrées d'un ampli opérationnel et nous leur appliquons une tension par rapport à la masse (tension dite de mode commun : T M C) ; tant que la tension pour laquelle les circuits d'entrée risquent d'être détériorés ( tension maximale d'entrée en mode commun) n'est pas atteinte , la tension de sortie ne devrait pas être affectée par ce signal.

En pratique, du fait de légères dissymétries des montages, la tension de sortie n'est pas entièrement indépendante de la tension de mode commun.

Cette légère dissymétrie se ramène à une tension d'erreur  $\xi'$  qui viendrait s'ajouter en série avec l'une des entrées ( fig 6 ) , et qui serait amplifiée pour donner naissance en sortie à une tension d'erreur  $\xi_s$ .

On appelle rapport de rejection en mode commun : R R M C.

( On common mode rejection ratio : C M R R , en anglais ) : Le rapport entre la tension de mode commun T M C et la tension d'erreur de mode commun ramenée à l'entrée :

$$R R M C = \frac{T M C}{\xi'}$$

Ce que nous pouvons mesurer n'est pas  $\xi'$  mais la tension d'erreur mesurée en sortie  $\xi_s$  , laquelle est égale à  $\xi' G_o$  , d'où

$$R R M C = \frac{T M C \times G_o}{\xi_s}$$

Le plus souvent ce rapport est exprimée en décibels.

$$R R M E ( d_B ) = 20 \log. \frac{T M C \times G_o}{\xi_s}$$

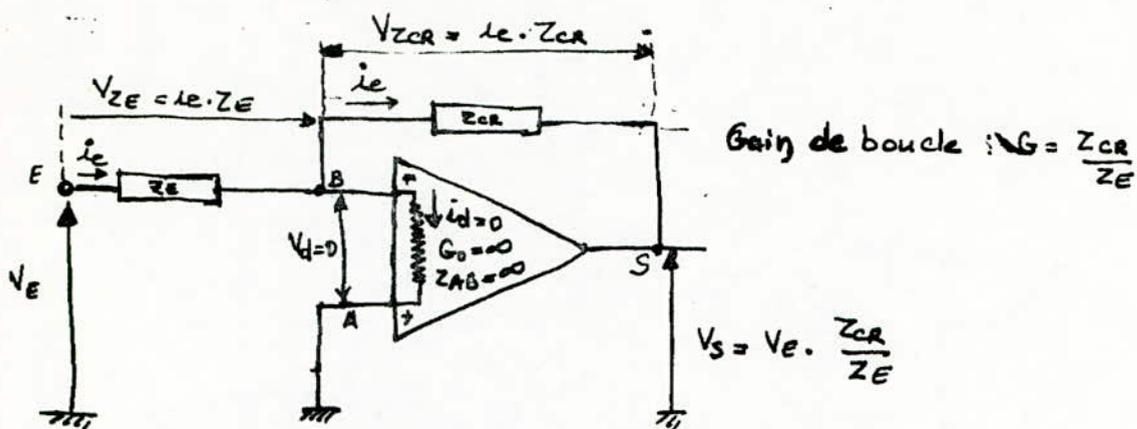


fig 4: montage de base pour l'emploi de l'amplificateur opérationnel.

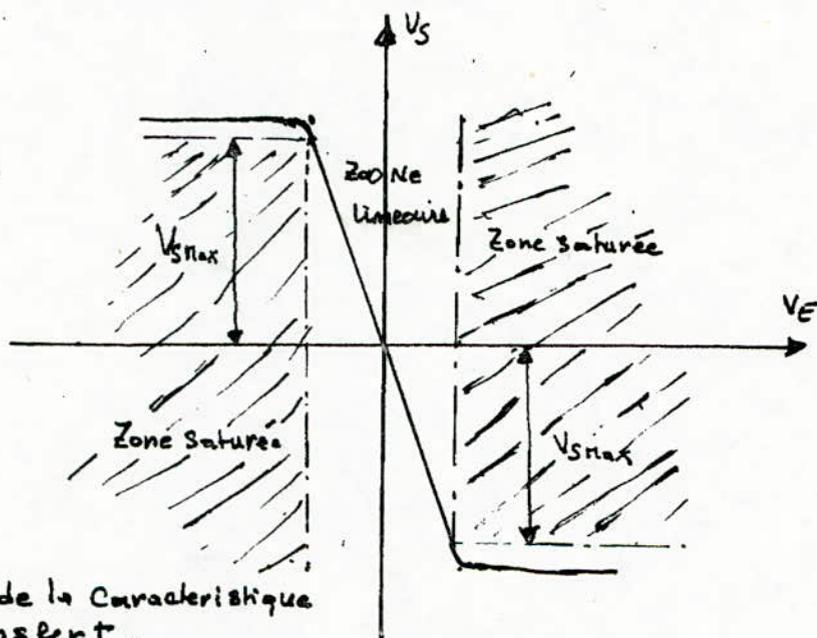


fig 5: allure de la caractéristique de transfert.

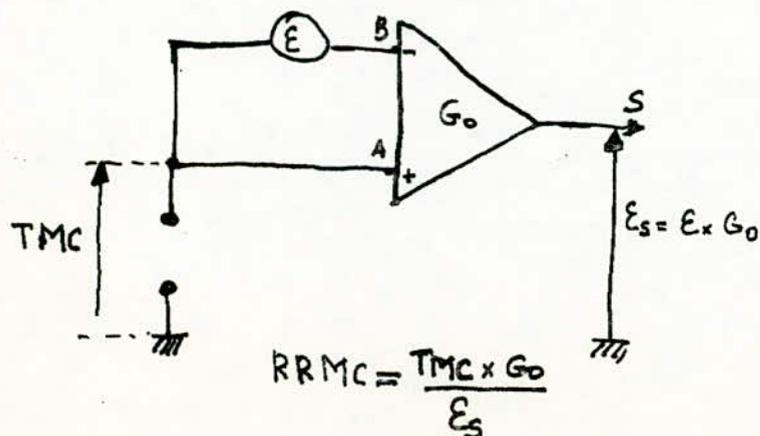


fig 6: la tension d'erreur de mode commun peut être considérée comme un petit générateur, monté en série avec l'une des entrées de l'A.O.

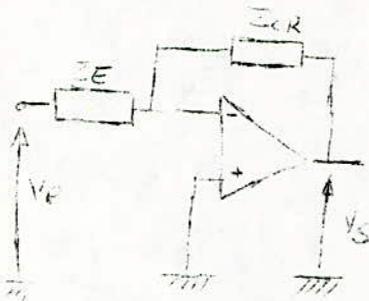
d) tension maximale différentielle d'entrée :  $V_D \text{ max.}$

C'est la tension qu'il est possible d'appliquer entre les entrées de l'amplificateur sans risquer sa saturation. *détermination*

4. Les Montages fondamentaux de l'amplificateur opérationnel.

Hormis les utilisations particulières tous les montages utilisant des amplis opérationnels se ramènent à l'un des six montages fondamentaux :

1<sup>er</sup> Le montage amplificateur inverseur de tension.

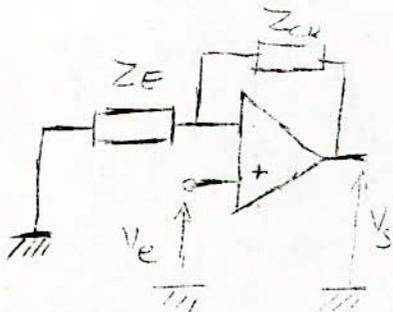


dont le gain, dans le cas d'un ampli idéal est :

$$G = - \frac{Z_{CR}}{Z_E} = \frac{1}{B} ; B = \text{facteur de réaction}$$

le signe (-) indique qu'il se produit une inversion de phase à l'intérieur de l'amplificateur.

2. Amplificateur Non-Inverseur.

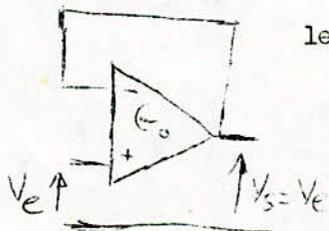


Il est attaqué sur l'entrée positive (+) la boucle de contre-réaction est branchée son gain est

$$G = \frac{V_S}{V_E} = \frac{Z_{CR} + Z_e}{Z_E} = 1 + \frac{Z_{CR}}{Z_E} = \frac{1}{B}$$

3. Amplificateur. Suivant

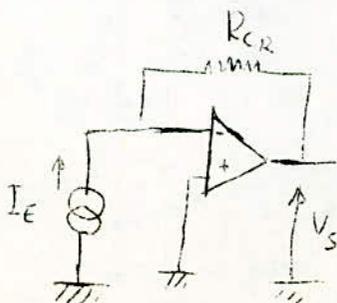
C'est un transformateur d'impédance sans inversion ni gain de tension.



le gain en boucle fermée est :

$$G = \left( 1 - \frac{1}{G_o} \right) \approx 1. \quad V_S = V_E$$

4. Transformateur courant-tension



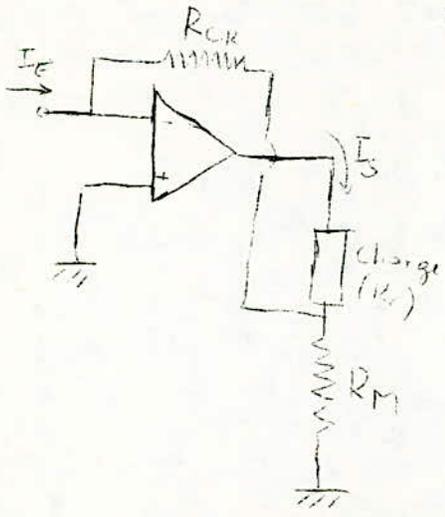
En supprimant la résistance d'entrée  $R_E$ , La grandeur d'entrée est un courant, l'amplificateur inverseur se comporte comme un convertisseur courant/tension.

$$V_S = - I_E R_{CR}$$

5. Amplificateur de courant.

La tension de contre-réaction est prise aux bornes d'une résistance de mesure  $R_M$  de faible valeur.

le gain en courant est :



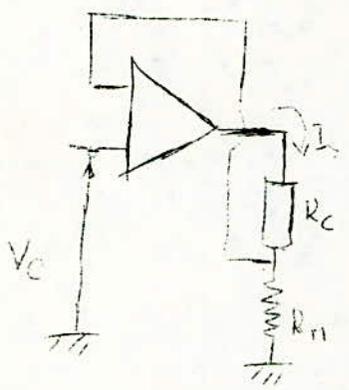
$$G = - \frac{R_M + R_{CR}}{R_M}$$

$$I_S = - I_E \left( \frac{R_M + R_{CR}}{R_M} \right)$$

aux bornes de la resistance  $R_C$ , on mesure une tension proportionnelle au courant de sortie .

6. Amplificateur de transconductance

Il est aussi appelé convertisseur tension-courant. Si on passe de l'amplificateur de courant au montage non-inverseur correspondant, étant donné l'impédance d'entrée élevée de ce dernier, nous ne pouvons plus l'attaquer par un courant mais par une tension on aura constitué ainsi un convertisseur de courant de grande impédance d'entrée. On ne peut plus parler de gain puisque les grandeurs d'entrée et de sortie sont différentes.



On parlera de transconductance, exprimée en mA de sortie par volt d'entrée. (ou en  $\mu A/V$ )

$$I_S = \frac{V_E}{R_M}$$

5. Caracteristiques principales du A 741.

- tableaux des caracteristiques.

Tension de décalage à l'entrée ( $R_S \leq 10 \text{ k}$ )	1 mV
Courant de décalage à l'entrée.	30 nA
Courant de polarisation	100 nA
Resistance d'entrée	1 M $\Omega$
Gain pour signaux forts ( $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ ; $V_o = \pm 10 \text{ V}$ )	200.000
Excursion de la tension de sortie ( $R_L \geq 10 \text{ k}$ )	$\pm 14 \text{ V}$
Gamme des tensions d'entrée	$\pm 15 \text{ V}$
RRMC ( $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$ )	90 dB
Réjection de la tension d'alimentation ( $R_S \leq 10 \text{ K}$ )	30 $\mu\text{V/V}$
Consommation	50 mW
Vitesse de variation de sortie (gain unité)	0,5 V/ $\mu\text{s}$
Tensions d'alimentations	$\pm 15 \text{ V}$
Temperature de service	- 55 à + 125°C

avec :  $R_S$  : Resistance de source  
 $R_L$  : Resistance de charge  
 $V_o$  : tension de sortie.

- Performance du A 741

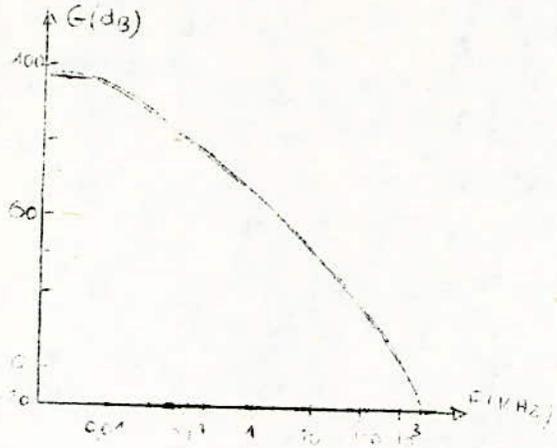
- En configuration à inversion.

Gain	$R_E$ (k $\Omega$ )	$R_{CR}$ (k $\Omega$ )	Bande passante approximative (KHz)	Resistance (k $\Omega$ ) d'entrée
1	10	10	1000	10
10	1	10	100	1
100	1	100	10	1
1000	0,1	100	1	0,1

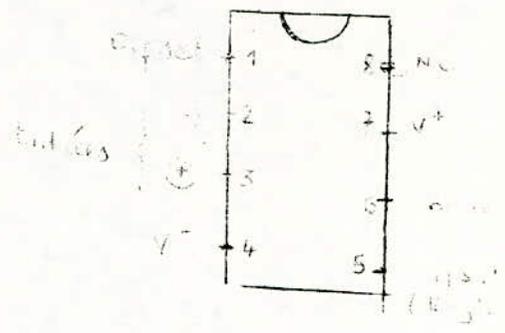
- Configuration sans inversion

	circuit ouvert	court - circuit		
1	1		1000	400.000
10	1	9	100	400.000
100	0,1	9,9	100	280.00
1000	0,1	100	1	80.000

Reponse en fréquence du A 741

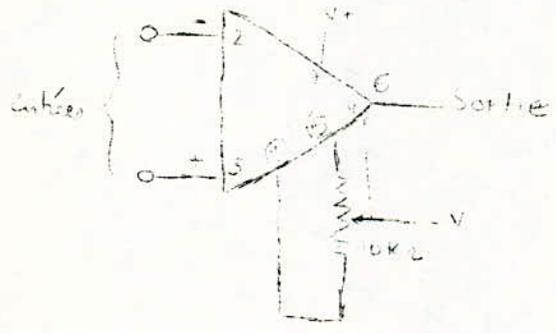


brochage du A 741 (8 pattes)



NB : - Si l'on souhaite reduire la Bande passante  
une capacité peut être branché entre (5) et (6).

Pour annuler la tension d'offset (tension de décalage à l'entrée)  
on branche un potentiometre de 10 K.Ω entre les bornes (1) et (5)





## BIBLIOGRAPHIE

### LIVRES :

- A. Haas  
Applications industrielles des procédés électronique  
Editions Radio 1962.
- Jacques thurin  
mesuseres electriques et electroniques  
Editions Eyrolles 1977.
- U. Zelbstein  
Applications industrielles des mesures électriques.  
Editions Dunod 1950.
- U. Zelbstein  
Mesures électroniques (physique des capteurs)  
Editions Dunod 1969. Paris
- H. LILEN  
Principes et application des circuits intégrés linéaires  
Edition Radio 1970.
- L. PERICONE  
Les appariels de mesure en electronique cinquième éditions  
publications PERLOR - Radio 1977.
- R. DAMAYE  
les oscillateurs  
Editions techniques et scientifiques Françaises - 1974.
- R. DUGEHAULT  
l'Amplificateur opérationnel cours pratique d'Utilisation  
Editions techniques et scientifiques Françaises 1975.
- FRANCIS MILSANT  
Cours d'electroniques T<sub>4</sub>  
Edition Eyroles 1978.
- H. SCHREIBER  
Guide mondial des semi-conducteurs  
Editions Radio - 1978. (9<sup>e</sup> éditions)
- \* BEAUVILLAIN  
électronique T2 serie F  
Librairie Hachette 1973.

## REVUES :

### - Radio Plans

- \* N° 301 Décembre 1972 Page 52 à 53  
article : "le GBF OR 778" par F. HURE.
- \* N° 331 Juin 1975 Page 71 à 75.  
" le GBF dent de scie créneaux"

### - LE HAUT PARLEUR

- \* N° 1647 Août 1979.  
article : " le GDM1" Page 77 à 82  
par Ph. WALLAERT.

### - TOUTE L'ELECTRONIQUE.

- N° 402 et 404 Septembre + Octobre 1975  
Principes de bases des alimentations stabilisées  
par R. DAMAYE.

## THÈSES :

- Sujet : " Etude et réalisation des générateurs à fréquence variable utilisé  
domaine de contrôle et mesure automatique"

Thèse présentée à l'Institut Supérieur mecano - electrotechnique à Varna  
Bulgarie pour l'obtention du diplôme Docteur - Ingénieur; par Mr IVANOV  
Ivan L. Soutenue publiquement le 1 / 11 / 1976. Varnov (Bulgarie).

- Sujet : " Etude et réalisation d'un générateur très basses fréquences de si-  
gnaux multiformes à décalage de phase variable"

Etudiée et réalisée par MM. A. TACHET et A.B. BENDJABER

en Janvier 1980 ( E. N. P. A. )