

UNIVERSITÉ D'ALGER

\*\*\*\*\*

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

DIPLOME D'INGÉNIEUR

\*\*\*\*\*

ÉTUDE ET RÉALISATION  
D'UN MINI-CALCULATEUR ANALOGIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
الكتبة

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

PROPOSÉ PAR:

M<sup>rs</sup> H. TEDJINI

R. OUIGUINI

ÉTUDIÉ PAR:

M<sup>rs</sup> HOCINE MOHAMED

HELAL MAHMOUD

PROMOTION : JUIN 1978



## REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au Centre des Sciences et de la Technologie Nucléaires au sein de l'équipe "Simulation et Contrôle" sous la direction de Monsieur TEDJINI Hacène et Monsieur OUIGUINI Rachid, qu'ils veuillent bien trouver ici le témoignage de notre gratitude et de nos sincères remerciements.

Nous adressons aussi nos très vifs remerciements à Monsieur Boualem SANSAL de nous avoir accepté dans son laboratoire.

Nous tenons à remercier tout le personnel du laboratoire pour l'appui efficace qu'il a su nous apporter ; en particulier Monsieur GUERBAS Mahfoud pour son aide sur la partie mécanique; Madame CHAIB Lila qui a assuré la frappe de ce mémoire, ainsi que Messieurs A. ABDI - M. LAZIB qui ont assuré son tirage.

Nous remercions tous les professeurs de l'E.N.P. qui ont contribué à notre formation.

DEDICACES

A la mémoire de mon père et de mon frère.

A ma mère, frères et soeurs et à mes cousins et amis.

M'hand HOCINE.

A mes parents, à mes frères et soeurs.

A mes amis.

Mahmoud HELAL.

# MINI-CALCULATEUR ANALOGIQUE

## TABLE DES MATIERES

	Page
<u>INTRODUCTION</u> .....	1
<u>I. GENERALITES SUR LE CALCUL ANALOGIQUE</u> .....	2
1.1. Notion d'Analogie .....	2
1.2. Définition d'un Calcul Analogique .....	3
1.3. Définition d'un Calculateur Analogique .....	3
1.4. Les différents types de machines analogiques .....	3
1.4.1. Machines analogiques mécaniques .....	3
1.4.2. Machines analogiques mécano-électriques .....	4
1.4.3. Machines analogiques à courant porteur .....	4
1.4.4. Machines analogiques à courant continu,.....	4
1.4.5. Cuves rhéographiques .....	6
1.4.6. Réseaux à résistance .....	6
2. Analogie électrique .....	6
<u>II. CALCUL ANALOGIQUE PAR COURANT CONTINU</u> .....	8
1. Définition des fonctions de base .....	8
2. Amplificateur opérationnel .....	9

	Page
2.1. Présentation .....	9
2.2. Caractéristique statique .....	10
2.2.1. Gain en boucle ouverte .....	10
2.2.2. Impédance d'entrée différentielle .....	11
2.2.3. Impédance d'entrée du mode commun .....	11
2.2.4. Impédance de sortie .....	11
2.2.5. Tension de décalage d'entrée .....	12
2.2.6. Courant de décalage d'entrée .....	12
2.2.7. Dérives de la tension et du courant de décalage .....	12
2.3. Caractéristique dynamique .....	13
2.3.1. Rapport de rejetion en mode commun .....	13
2.3.2. Gain en boucle fermée .....	15
2.4. Compensation de la tension et du courant de décalage à l'entrée .....	19
2.5. Compensation en fréquence .....	21
2.5.1. Stabilité d'un amplificateur bouclé .....	21
2.5.2. Principe de la compensation en fréquence .....	23
2.6. Constitution d'un amplificateur opérationnel type MC 1709 CP 1 .....	23
<u>III. ETUDE DETAILLEE DES DIFFERENTES FONCTIONS DE BASE</u> ....	28
<u>1. GENERALITES</u> .....	28
1.1. Représentation des variables .....	28

	Page
1.2. Affichage des constantes - référence .....	29
2. Opérateurs de calcul analogique .....	29
2.1. Les opérateurs linéaires .....	29
2.1.1. Le sommateur .....	29
2.1.2. L'intégrateur .....	32
2.1.3. Potentiomètre de calcul .....	33
2.1.4. Soustracteur .....	36
2.2. Les opérateurs non linéaires .....	37
2.2.1. Multiplieurs .....	37
2.2.2. Diviseur .....	44
2.2.3. Circuit à réponse logarithmique .....	46
2.2.4. Générateurs de fonction .....	49
<u>IV. STRUCTURE ET CONCEPTION DES CALCULATEURS ANALOGIQUES</u> ....	54
1. Choix des blocs fonctionnels .....	54
1.1. Opérateurs .....	54
1.2. Systèmes de contrôle de "mode" .....	54
1.3. Panneau de câblage .....	54
1.4. Sources de références .....	54
1.5. Systèmes de sélection et de mesure .....	55
1.6. Les dispositifs d'entrée de données et de sortie de résultats .....	55

	Page
2. Contrôle du mode de la machine .....	55
2.1. Les différents états ou modes possibles des opérateurs de calcul .....	55
2.1.1. Mode "étalonnage des potentiomètres" .....	56
2.1.3. Mode "calcul" .....	56
2.1.4. Mode "Mémoire" .....	56
2.2. Dispositif de saturation .....	56
<u>V. PROGRAMMATION DU CALCULATEUR ANALOGIQUE</u> .....	58
1. Principe généraux .....	58
1.1. Ecriture des équations machines .....	58
1.1.1. Choix du temps machine .....	58
1.1.2. Choix des échelles des variables analogiques ...	59
a - Variables issues d'éléments linéaires .....	59
b - Variables issues d'éléments non linéaires .....	59
1.1.2. Ecriture des équations .....	59
1.2. Etablissement du schéma analogique .....	60
1.3. Calcul des potentiomètres .....	61
1.4. Câblage .....	61
<u>VI. EXEMPLE THEORIQUE DE SIMULATION SUR CALCULATEUR ANALO- GIQUE</u> .....	62
1. Définition de simulation .....	62
2. Résolution d'un problème sur calculateur analogique .....	62

	Page
3. Exemple .....	62
<u>VII. TYPE DE PROBLEMES QUE L'ON PEUT RESOUDRE SUR CALCULATEUR ANALOGIQUE</u> .....	65
<u>VIII. REALISATION</u> .....	68
- Sommateurs.....	70
- Intégrateurs .....	78
- Multiplieur .....	88
- Diviseur .....	92
- Source de référence ( $\pm 10$ V) .....	95
- Alimentation ( $\pm 5$ V ; + 12 V) .....	97
- Générateur de fonction .....	99
CONCLUSION .....	102

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

Le calcul analogique devient grâce à sa souplesse et à l'étendue de ses applications un excellent instrument pour la résolution de problèmes aussi bien scientifique qu'industriels.

L'importance de cette question nous a conduit à étudier et à réaliser un mini-calculateur analogique qui, dans le cadre du laboratoire de Simulation et Contrôle du Centre des Sciences et de la Technologie Nucléaires pourra permettre de réaliser des manipulations simples d'initiation afin de se familiariser au calcul analogique.

Nous nous sommes donc limités à réaliser une petite machine de faible capacité présentant des schémas de calculs simples et clairs.

Dans les deux premiers chapitres, nous aborderons les différents types de machines analogiques ainsi que le calcul analogique par courant continu.

Dans le troisième et quatrième chapitre, nous ferons l'étude détaillée des différentes fonctions de base ainsi que la structure et la conception des calculateurs analogiques.

Les trois avant derniers chapitre seront consacrés à la programmation ainsi que les différentes types de problèmes que l'on peut résoudre sur ce genre de machine.

Enfin le dernier chapitre est consacré à la réalisation.

## CHAPITRE I

### I - GENERALITES SUR LE CALCUL ANALOGIQUE

#### 1.1. Notion d'Analogie

Quand deux phénomènes sont représentés par les mêmes équations, nous dirons qu'il existe entre eux une analogie. La connaissance de cette analogie nous permet d'étendre à l'un des phénomènes certaines propriétés déjà connues de l'autre. Si la solution mathématique des équations correspondante s'avère laborieuse, nous aurons recours à des mesures et nous aurons la possibilité de remplacer le système étudié par son analogue, si celui-ci est plus accessible à nos instruments. La simulation Analogique est l'application systématique de cette méthode. Le processus est le suivant :

- a - Connaissant les équations du système à étudier, on en cherche un modèle analogique sur lequel on puisse facilement effectuer des mesures.
- b - On établit entre les différentes variables de ce modèle et celles du système étudié un tableau de correspondance permettant de calculer les unes en fonction des autres.
- c - On applique au modèle des sollicitations analogues à celles du problème.
- d - On mesure la réponse du modèle à ces sollicitations.
- e - On traduit enfin ces mesures, grâce au tableau de correspondance pour trouver les véritables valeurs des grandeurs physique du problème posé.

## 1.2. Définition d'un calcul Analogique

Un calcul Analogique par courant continu consiste à réaliser un circuit dans lequel les tensions, prises par rapport à une référence (masse) sont proportionnelles aux inconnues du problème. C'est donc un moyen matériel qui permet de résoudre n'importe quel calcul (équations différentielles par exemple) à partir d'opérateurs Analogiques.

## 1.3. Définitions d'un calculateur Analogique

C'est un assemblage d'éléments constitutifs dont chacun effectue une ou plusieurs opérations mathématiques sur des tensions continues représentant les variables du problème.

Les calculateurs Analogiques à courant continu par exemple ont pour rôle de traduire les équations physiques en équations électriques ; les grandeurs traitées dans ces équations sont traduites sur le calculateur sous forme de tension électrique.

Un calculateur Analogique doit donc pouvoir réaliser sur des tensions variables dans le temps les opérations algébriques classiques : Somme, intégration, multiplication, division, etc ...

## 1.4. Les différents types de machines Analogiques

### 1.4.1. Machines Analogiques Mécaniques

Ce groupe comprend un certain nombre de machines plus ou moins bien connues des Ingénieurs. Citons :

- la règle à calcul
- les planimètres (à roulette dérapante, roulants à disques, à roulette ou à sphère, ...)
- les analyseurs harmoniques (à sphères ou à roulettes)
- les intégraphes (à roulette ou à sphère).

#### 1.4.2. Machines Analogiques Mécano-Electriques

Ces machines appelés souvent "Analyseurs différentiels" possèdent des intégrateurs mécaniques.

La figure I.1 présente le principe de l'intégrateur mécanique à disque. Un disque D est solidaire d'un arbre A qui l'entraîne en rotation ; sur lui s'appuie un galet G solidaire d'un autre arbre B qui peut coulisser selon son axe, lequel coupe l'axe de A.

Si U est la distance OG et V l'angle de rotation du disque, les grandeurs U, V et W sont reliées par la relation suivante :

$$dW = \int kUdV$$

L'utilisation normale de l'intégrateur correspond à l'intégrale

$$W = kUdV.$$

#### 1.4.3. Machines Analogiques à Courant Porteur

Dans toutes les machines des types suivants, on essaye de diminuer la mécanique qui est en général chère et volumineuse. Ainsi dans les machines à courant porteur, la cellule de base est une cellule électronique passive, à impédance d'entrée pratiquement infinie et impédance de sortie pratiquement nulle.

Les calculateurs à courants porteurs ont été appliqués surtout à la conception d'appareils spécialisés : calculateurs de tir contre buts aériens, guidage d'engin aériens, simulateurs de vol, etc...

#### 1.4.4. Machines Analogiques à Courants Continu

L'analogie utilisée est électrique. Mais ici l'intégration se fait électroniquement et utilise un amplificateur électronique à gain très élevé le domaine d'emploi de ces appareils est le suivant :

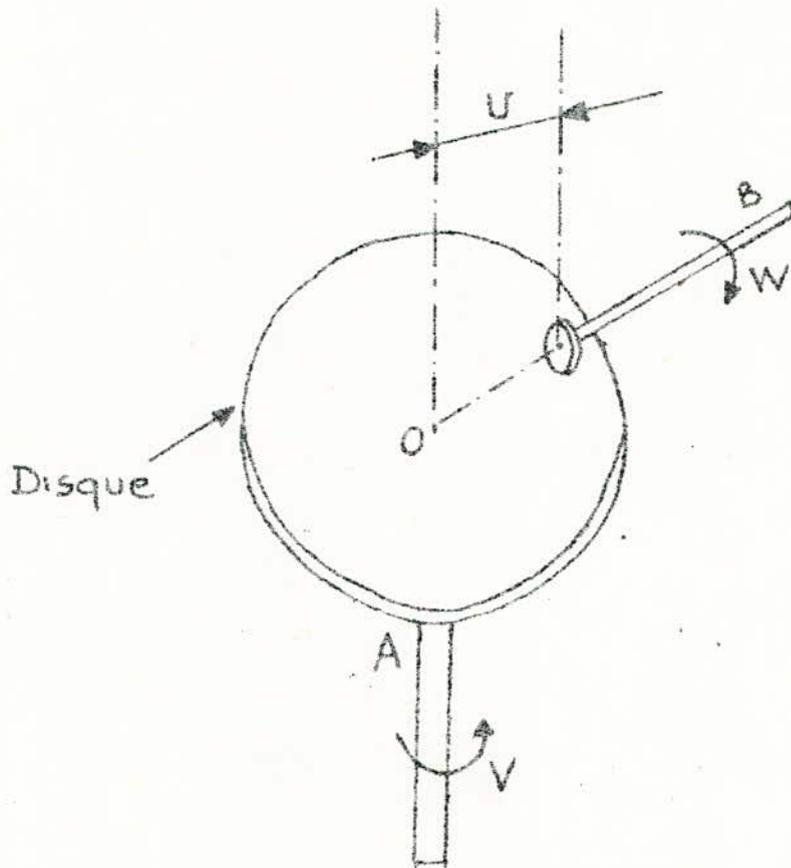


FIG. I - 1

1. résolution des systèmes algébriques linéaires.
2. résolution des systèmes d'équations différentielles linéaires à coefficients constants.
3. résolution des systèmes d'équations algébriques ou différentielles non linéaires.

#### 1.4.5. Cuves Rhéographiques

De nombreux **problèmes** peuvent être étudiés par analogie directe en observant la répartition des potentiels dans un milieu continu et homogène à deux ou trois dimensions.

En particulier, les problèmes régis par une équation de Laplace  $\Delta U (X,Y,Z) = 0$  et pour lesquels les conditions aux limites sont connues, peuvent être étudiés par cette méthode. On utilise une cuve remplie d'un liquide conducteur et on impose sur le contour du conducteur une répartition de potentiels conforme aux conditions aux limites du phénomène étudié. On peut ainsi étudier la répartition des potentiels à l'intérieur du conducteur (par exemple, avec deux sondes très proches, on mesure le gradient de potentiel).

#### 1.4.6. Réseaux à résistances

De tels réseaux permettent la résolution de l'équation de Laplace par approximation (les variables continues sont remplacées par des variables discrètes). Les conditions aux limites sont réalisées sur le réseau même, en imposant une tension ou une intensité en divers points du contour limite.

### 2. Analogie Electrique

Dans cette analogie, les tensions ont été choisies car elles se prêtent bien en mesures de précision. Cependant, à l'intérieur même des éléments fonctionnels, les opérateurs de calcul s'effectuent sur des intensités qui sont proportionnelles aux tensions.

La transformation tension courant suit la loi d'Ohm :

$$V(t) = Z.i(t)$$

Cette analogie est la plus répandue. On la trouve d'ailleurs sous diverses formes (calcul en courant continu, calcul en courant alternatif, calcul en courant HF, calcul par réseaux de résistances, analyseur digital différentiel).

Pour ce qui nous concerne, on travaille avec l'analogie électrique sous forme de calcul en courant continu.

## CHAPITRE II

### II - CALCUL ANALOGIQUE PAR COURANT CONTINU

#### 1. Définition des fonctions de base

L'inventaire des opérations mathématiques de base est le suivant :

- multiplication par une constante inférieure ou supérieure à 1.
- Sommation algébrique pondérée.
- Multiplication de 2 ou plusieurs variables
- Division de 2 variables
- Intégration par rapport au temps.
- Génération de fonctions non linéaire de 1 ou plusieurs variables

L'intérêt du calcul analogique par courants continus réside dans le fait que la plupart des fonctions précédentes peuvent être réalisées avec un nombre extrêmement limité de composants opérationnels, tels que :

- Amplificateur Opérationnel
- Potentiomètre
- Générateur de Fonction à diodes.

La réalisation des divers opérateurs fait appel à un élément de base qui est l'amplificateur opérationnel :

## 2. Amplificateur Opérationnel

### 2.1. Présentation

A l'origine, le terme d'amplificateur opérationnel était employé dans les calculateurs pour désigner un type d'amplificateur qui pouvait réaliser certaines opérations mathématiques. Cela était dû au fait que l'on s'était rendu compte que l'emploi de la contre-réaction appliquée à un amplificateur présentant un gain continu permettait d'obtenir un montage dont le gain global dépendait uniquement des éléments de contre-réaction.

L'avantage de l'amplificateur opérationnel réside dans ses caractéristiques suivantes :

- grande impédance d'entrée ( $>10^4 \Omega$ )
- faible impédance de sortie ( $<250\Omega$ )
- grand gain en tension ( $>10^4$ )
- large bande passante
- grande stabilité

La précision ne dépend que des éléments de calcul composant les circuits de contre-réaction. L'amplificateur opérationnel présenté sous forme de circuits intégré nécessite une faible consommation et très peu de composants extérieurs pour sa mise en service.

### Présentation schématique

Un amplificateur opérationnel est généralement symbolisé dans les schémas par un triangle.

Les connexions à relier aux circuits extérieurs sont généralement :

- L'entrée  $V_+$ , dite "non inverseuse" (ou directe) (car le signal qui lui est appliqué est amplifié sans être inversé).
- L'entrée  $V_-$ , dite "inverseuse" (le signal qui lui est appliqué est inversé par l'amplificateur).
- La sortie est en général unique, le signal de sortie ne dépend que de la différence des signaux appliqués aux entrées non inverseuse (figure II-1).
- Deux bornes d'alimentation, l'une positive et l'autre négative.
- Des bornes sont parfois prévues pour la compensation en fréquence et pour le réglage de l'offset.

## 2.2. Caractéristiques statiques

### 2.2.1. Gain en boucle ouverte $G_0$

C'est le gain en l'absence de tout circuit extérieur de contre réaction, il est égal au rapport de la tension de sortie  $V_s$  à la tension d'entrée  $V_d$ .

$V_d$  est la tension différentielle appliquée entre les entrées inverseuses et directes (figure II-2).

$$G_0 = \frac{V_s}{V_d} \quad (\text{II-a})$$

Dans un amplificateur opérationnel parfait ce gain devrait être infini, dans la pratique sa valeur se situe entre  $10^3$  et  $10^6$  (il peut même atteindre  $10^8$  dans certains amplificateurs spéciaux).

### 2.2.2. Impédance d'entrée différentielle : $Z_d$

L'impédance d'entrée différentielle est l'impédance  $Z_d$  qui apparaît entre les deux entrées différentielles de l'amplificateur.

Sa valeur idéale est infinie dans la pratique sa valeur est de l'ordre de quelques centaines de kilo ohms.

Elle est définie comme étant égale au rapport de la tension différentielle d'entrée  $V_d$  au courant d'entrée  $I_d$ . (figure II-3).

$$Z_d = \frac{V_d}{I_d} \quad (\text{II-b})$$

### 2.2.3. Impédance d'entrée en mode commun : $Z_{mc}$

C'est l'impédance mesurée entre l'une des bornes d'entrée et la masse, l'autre étant accordée à la sortie. (figure II-4).

$$Z_{mc} = \frac{e_2}{I} \quad (\text{II-c})$$

Ou bien  $Z_{mc} = \frac{e_1}{I}$  car  $V_d$  est très faible.

Cette impédance est très grande, elle est supérieure au  $M\Omega$ .

### 2.2.4. Impédance de sortie

C'est l'impédance équivalente vue de la sortie de l'amplificateur qui est identifié à un générateur de tension  $G_0 V_d$  d'impédance interne  $Z_s$ . (figure II-5).

$$Z_s = \left| \frac{G_0 V_d}{I_s} \right| - Z_c \quad (\text{II-d})$$

Où  $I_s$  désigne le courant de sortie et  $Z_c$  l'impédance de charge.

Sa valeur est de l'ordre de la centaine d'ohms.

### 2.2.5. Tension de décalage d'entrée (offset) : $V_D$

En principe, la tension de sortie est nulle lorsque la tension différentielle d'entrée est nulle. En réalité, un amplificateur opérationnel présente une tension de sortie non nulle. Lorsque ses entrées sont mises à la masse, tout ce passe donc comme si une source de tension  $V_D$  était en série avec l'une de ses entrées, cette tension est appelée tension de décalage à l'entrée. (figure II-6).

Soit  $V_{DS}$  la tension de décalage correspondante à la sortie :

$$V_D = - \frac{V_{DS}}{G_0} \quad (\text{II-c}).$$

Dans la pratique  $V_D$  peut atteindre quelques millivolts.

### 2.2.6. Courant de décalage d'entrée : $I_D$

C'est le courant d'entrée requis pour que la tension de sortie soit nulle.

Il est égal à la différence des courants de polarisation  $I_{p+}$  et  $I_{p-}$  issus des entrées directe et inverseuse de l'amplificateur opérationnel. (figure II-7).

$$\left| I_D \right| = \left| I_{p+} \right| - \left| I_{p-} \right| \quad (\text{II-f})$$

### 2.2.7. Dérives de la tension et du courant de décalage

Le décalage a un double origine :

- Il est, tout d'abord, provoqué par les déséquilibres du montage lui-même, dont la symétrie ne peut être parfaite ;

- de plus, il résulte des produits respectifs courant d'entrée par résistance série, lesquels produits ne sont pas forcément égaux.

Mais ce problème de décalage n'est pas gênant puisqu'il est possible de le compenser.

### 2.3. Caractéristiques dynamiques

#### 2.3.1. Rapport de rejéction en mode commun

Lorsque les entrées de l'amplificateur opérationnel sont attaquées simultanément par une même tension, dite de mode commun  $V_m$ , la tension de sortie devrait être nulle.

Supposons que l'une des entrées reçoive un signal de 3 volts et la seconde un signal de 3,001 volts, l'amplificateur ne devrait prendre en considération que la différence entre ces 2 tensions, soit 1mV, et "rejeter" la valeur commune de 3 volts.

Or, il n'en va pas malheureusement ainsi, et l'application d'une tension de mode commun aux entrées fait naître une tension à la sortie appelée tension d'erreur  $V_e$ . Il convient donc d'apprécier la faculté de l'amplificateur de rejeter les tensions de mode commun, ce qui nous amène à définir le rapport de rejéction de mode commun.

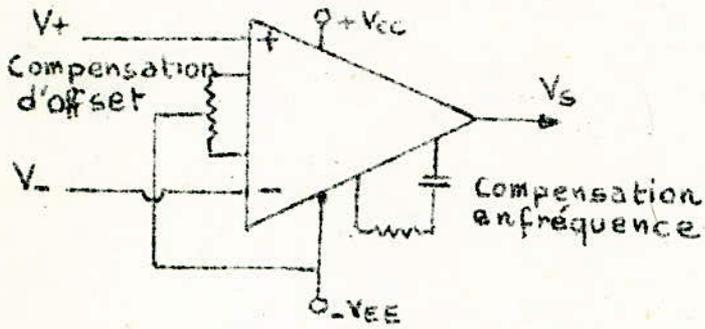


FIG. II - 1

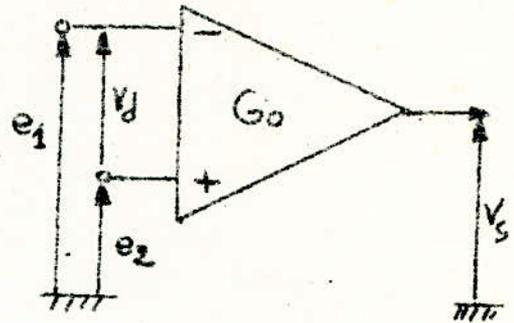


FIG. II - 2

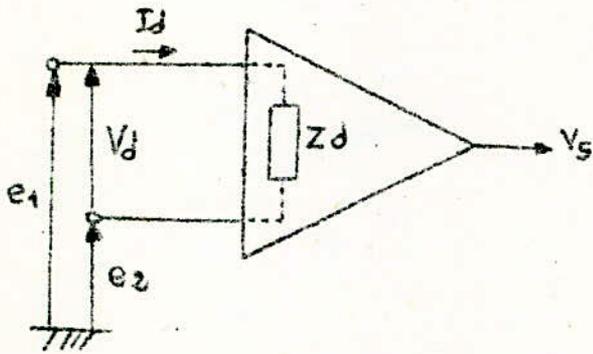


FIG. II - 3

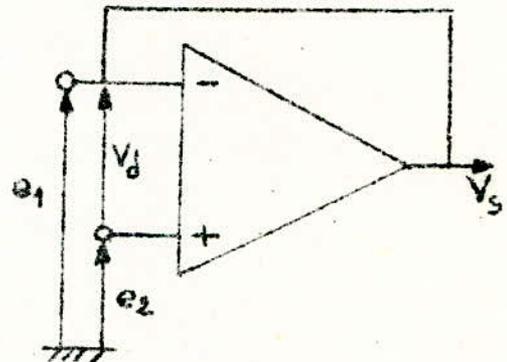


FIG. II - 4

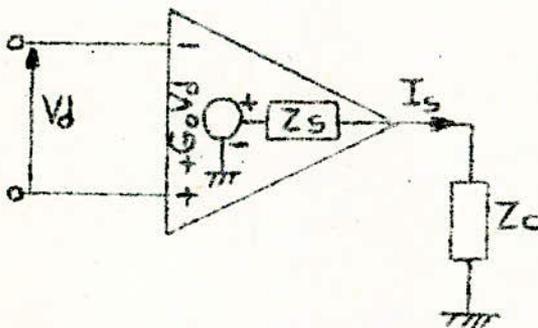


FIG. II - 5

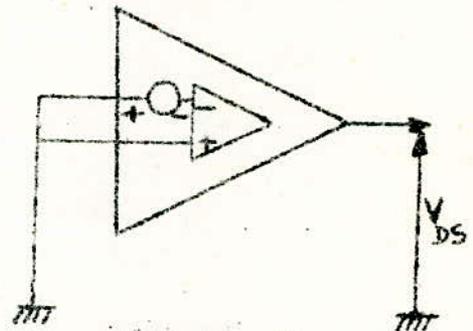


FIG. II - 6

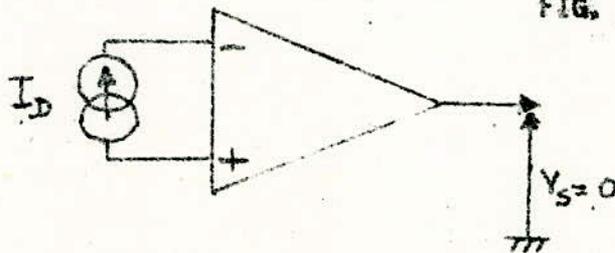


FIG. II - 7

On définit alors le rapport de réjection de mode commun comme le rapport de tension de mode commun et la tension d'erreur ramenée à l'entrée à laquelle il donne naissance.

$$\text{RRMC} = \frac{V_m}{V_e / G_0} = \frac{V_m G_0}{V_e} \quad (\text{II-g})$$

$V_m$  = tension de mode commun appliquée aux entrées

$V_e$  = tension qui apparaît à la sortie

$G_0$  = gain en tension en boucle ouverte

### 2.3.2. Gain en boucle fermée

La configuration la plus courante d'utilisation des amplificateurs opérationnels dans les calculateurs analogiques est schématisée à la figure 'II-8).

Si nous supposons que l'amplificateur idéal c'est-à-dire que son gain en tension en boucle ouverte  $G_0$  est infini, son impédance d'entrée est infinie, aucun signal de décalage ne se manifeste, et une impédance de sortie nulle, alors la tension différentielle d'entrée  $V_d$  ainsi que le courant d'entrée  $I_d$  pourront être supposés nuls.

Il vient alors :

$$V_e = Z_E \cdot I_1$$

$$V_s = - Z_{cr} I_2$$

$$\text{et } I_1 = I_2$$

On en déduit le gain en boucle fermée  $G$  :

$$G = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{Z_{cr}}{Z_E} \quad (\text{II-h}).$$

Ce gain est donc indépendant des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel.

En fait un amplificateur opérationnel n'est pas parfait et l'expression (II-h) n'est qu'approximative.

Nous avons supposé que, en boucle ouverte, le gain en tension  $G_0$  était infini.

Il n'en va malheureusement jamais ainsi, on doit tenir compte des termes correctifs dûs à la valeur finie du gain et de l'impédance d'entrée.

En écrivant l'expression du gain pour le montage représenté à la figure II-8.

En écrivant que la somme des courants est nulle au noeud A :

$$\frac{V_e - V_d}{Z_E} - \frac{V_d}{Z_d} - \frac{V_s - V_d}{Z_{cr}} = 0$$

Sachant que :

$$V_s = -G_0 V_d$$

Il vient alors :

$$G = -\frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_{cr}}{Z_E} \frac{1}{1 + \frac{1}{G_0} \left( 1 + \frac{Z_{cr}}{Z_e} + \frac{Z_{cr}}{Z_d} \right)} \quad (\text{II-i})$$

↓  
Terme correctif

Pour que l'approximation faite à la formule (II-h) soit justifiée, il suffit que  $G_0$  soit **grand** devant les rapports  $\frac{Z_{cr}}{Z_e}$  et  $\frac{Z_{cr}}{Z_d}$

On tiendra compte aussi des erreurs dûes à la tension et au courant de décalage. (figures (II.9) et (II.10)).

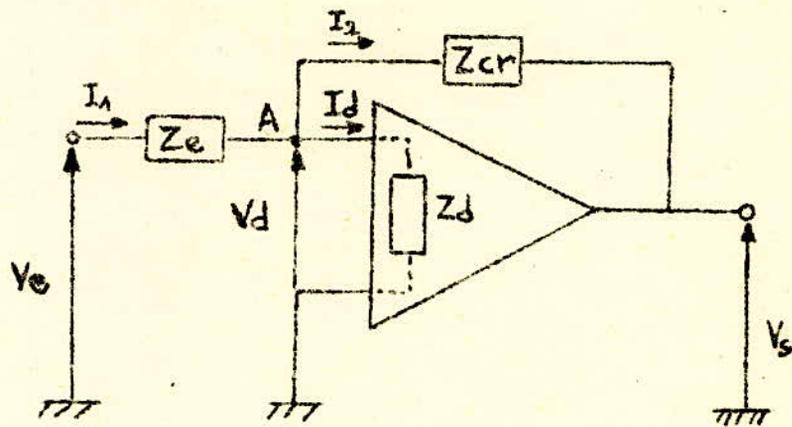


FIG. II - 8

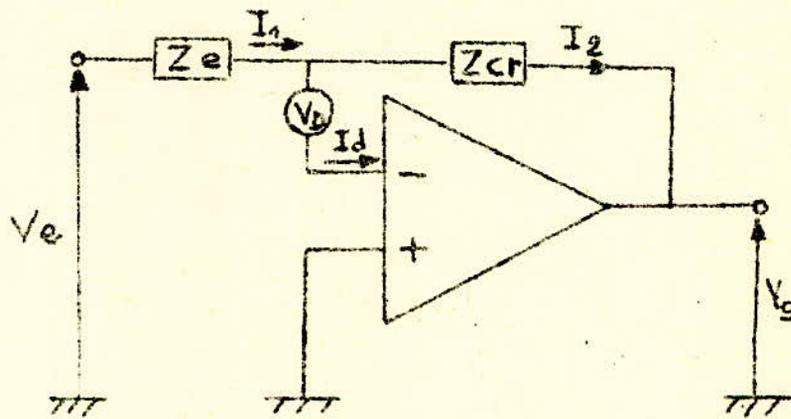


FIG. II - 9

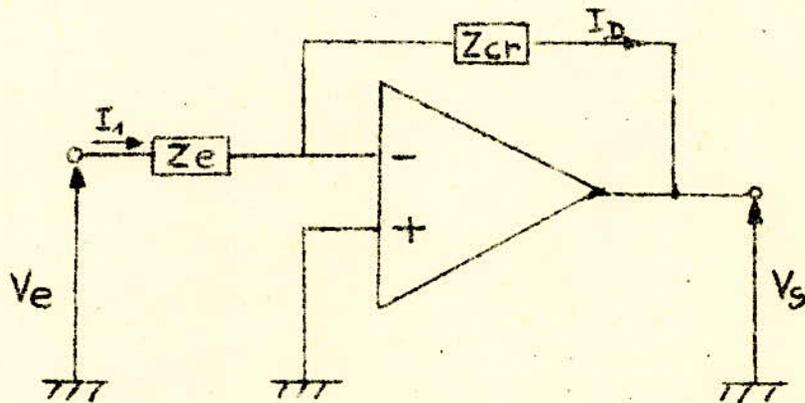


FIG. II - 10

En supposant le gain et l'impédance d'entrée infini, on déduit :  
l'erreur due à la tension de décalage

$$V_s = - V_e \frac{Z_{cr}}{Z_e} + V_D \left( 1 + \frac{Z_{cr}}{Z_e} \right) \quad (\text{II-j})$$

Terme correctif

ainsi que l'erreur due au courant de décalage.

$$V_s = - V_e \frac{Z_{cr}}{Z_e} - Z_{cr} I_D \quad (\text{II.k})$$

terme correctif

#### 2.4. Compensation de la tension et du courant de décalage à l'entrée

La tension de décalage à l'entrée est la tension différentielle qu'il faut appliquer à l'entrée, pour annuler la tension de sortie.

Ce décalage a une double origine :

- a - Il est tout d'abord, provoqué par les déséquilibres de montage lui-même dont la symétrie ne peut être parfaite.
- b - De plus, il résulte des produits respectifs courant d'entrée par résistance série, lesquels produits ne sont pas forcément égaux.

Le courant de décalage d'entrée est le courant fourni par la source de tension de décalage pour obtenir un courant de sortie nul.

Il existe diverses méthodes pour compenser la tension et le courant de décalage en appliquant à l'entrée non utilisée (en général l'entrée directe), une tension en opposition à la tension de décalage.

On utilise généralement deux procédés :

- a - On applique en série avec l'entrée non utilisée une tension ajustable, recueillie aux bornes d'un potentiomètre selon le schéma de la figure (II-11).
- b - Le moyen le plus simple consiste à créer aux bornes d'une résistance de valeur équivalente à la mise en parallèle des résistances  $R_E$  et  $R_{CR}$ , une résistance  $R_p$  aux bornes de laquelle le courant de décalage d'entrée créera une chute de tension de valeur égale à la tension d'offset. (figure II-12).

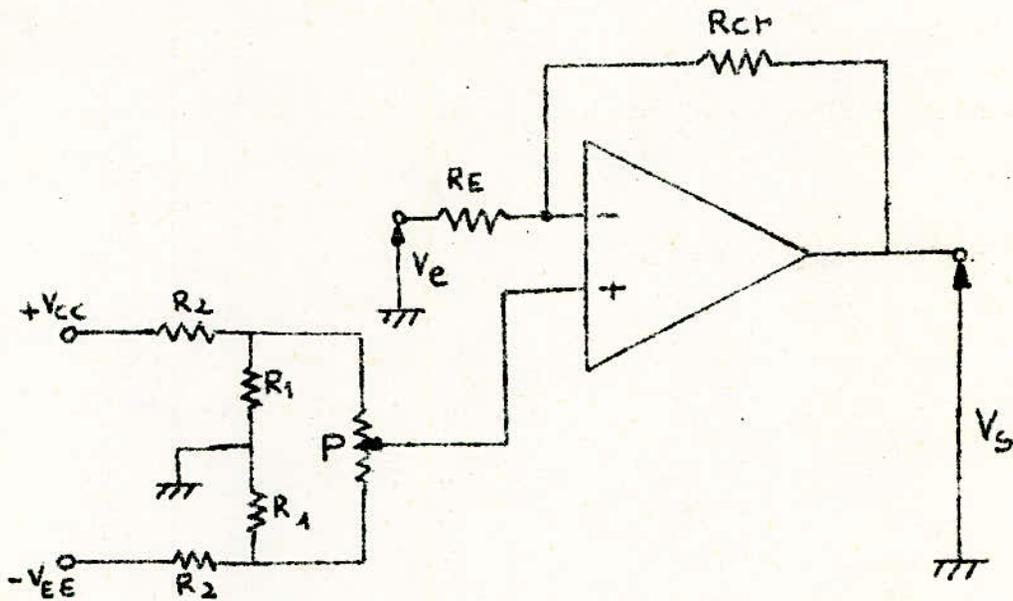


FIG. II - 11

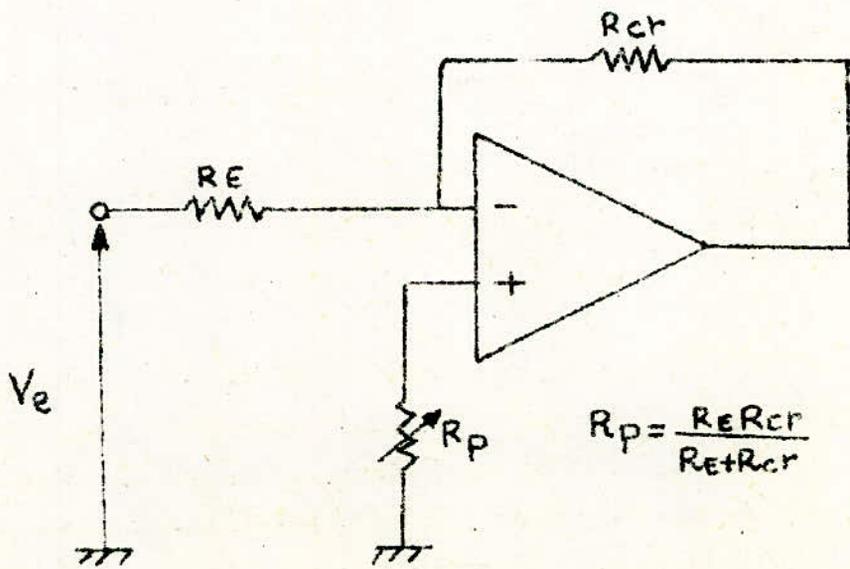


FIG. II - 12

## 2.5. Compensation en Fréquence

### 2.5.1. Stabilité d'un amplificateur bouclé

A l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel, on injecte une tension de contre-réaction dont la phase n'est pas constante ; celle-ci varie avec la fréquence.

On sait que, si à une fréquence  $f$  de déphasage atteint  $180^\circ$  et si à cette fréquence le gain est encore supérieure à l'unité, l'amplificateur devient instable. En effet, la contre-réaction s'est transformée en réaction positive.

Or, le gain d'un amplificateur opérationnel soumis à une contre-réaction est donné par la formule :

$$G(\omega) = \frac{G_0(\omega)}{1 + G_0(\omega)\beta(\omega)}$$

Où  $G_0$  et  $\beta$  sont des grandeurs complexes, avec :

$G_0(\omega)$  = gain de l'amplificateur en boucle ouverte

$\beta(\omega)$  = taux de contre-réaction

$\omega$  = pulsation correspondant à une fréquence  $F$

$G(\omega)$  = gain de l'amplificateur en boucle fermée

Or, d'après le critère de Nyquist, si une fréquence  $F$  ( $\omega = 2\pi F$ ) le déphasage  $\Phi$  du produit  $G_0(\omega)\beta(\omega)$  atteint  $180^\circ$  et si son module est encore supérieur à 1, alors l'amplificateur devient instable (le circuit entre en oscillation).

D'autre part, la phase du gain en boucle ouverte est liée à la vitesse de décroissance de ce gain avec la fréquence, ainsi :

On a approximativement

$$\phi = \frac{\pi}{12} \frac{d(G_o(\omega))}{df} = \frac{\pi}{12} \left( \frac{dG_o}{dF} \right) \text{ en dB/octave}$$

avec  $\phi$  = phase du gain en boucle ouverte en radians

$$\frac{dG_o}{dF} = \text{pente de la courbe en décibels par octave}$$

$$\text{Pour } \phi = \pi = 180^\circ \quad \frac{dG_o}{dF} = 12 \text{ dB/octave.}$$

Il faut que la pente soit inférieure à 12 dB/oct. à la fréquence à laquelle le gain est unitaire pour que l'amplificateur soit stable.

#### - Suroscillation - Marge de Phase

Considérons le déphasage  $\phi$  lorsque le module  $|G_o(\omega) \beta(\omega)| = 1$

On appelle la marge de phase  $m(\phi)$  le complément à  $180^\circ$  de  $\phi$

C'est-à-dire

$$m(\phi) = 180^\circ - \phi$$

par exemple si la décroissance du gain est de 6dB/octave le déphasage est limité à  $90^\circ$  dont la marge est également limitée à  $90^\circ$ .

Or, on constate que la marge de phase diminue lorsque le déphasage augmente, la courbe de réponse en boucle fermée présente une pointe à la fréquence pour laquelle  $|G_o(\omega) \beta(\omega)| = 1$ .

Pour maintenir dans les valeurs raisonnables cette suroscillation, il convient de conserver une marge de phase de  $45^\circ$ , soit une pente de 9dB/octave au maximum.

### 2.5.2. Principe de la compensation en fréquence

Pour assurer la stabilité d'un amplificateur, il faut :

- a - soit limiter le taux de contre-réaction
- b - soit limiter le gain
- c - soit encore, corriger l'amplificateur afin de réduire les déphasages ce qui nous amène à un accroissement de la Bande passante. Elle est appelée pré-compensation.

Cette pré-compensation est plus avantageuse car au lieu de limiter la bande passante, elle nous permet de corriger les déphasages internes sans modifier la fréquence de coupure, pour cela, il suffit de placer un condensateur  $C_2$  de faible valeur entre les bornes (5) et (6) de l'amplificateur opérationnel dans le cas de MC 1709 cp. (figure II.13).

La compensation à mi-étage consiste à placer entre les bornes (1) et (8) de l'amplificateur MC 1709 CP1, un condensateur  $C_1$  en série avec une résistance  $R_1$ .

Ceux-ci ont pour effet de diminuer la bande passante en boucle ouverte. Ce type de compensation n'est jamais utilisé seul, il est presque toujours associé à une compensation à la sortie, mettant en oeuvre un condensateur de faible valeur. (figure II-13).

### 6 - Constitution d'un amplificateur opérationnel type MC 1709 CP 1

Le MC 1709 CP 1 est un amplificateur opérationnel à grand gain, entre 15000 et 45000. Son schéma complet est donné figure II-14.

La source de courant qui alimente les circuits d'entrée est constituée par le transistor  $T_{11}$  et la diode  $D_1$ .

### Etages d'entrées

Les 2 entrées attaquent respectivement les transistors  $T_1$  et  $T_2$ , lesquels consomment réellement, environ  $20\mu A$ .

### Second étage

La polarisation de base de  $T_6$  dépend du courant de collecteur de  $T_5$ . On peut considérer que  $T_5$  joue le rôle d'un inverseur de gain unité chargé d'appliquer à la base de  $T_6$  la pleine tension différentielle qui lui transmet l'étage d'entrée.

Le transistor  $T_7$  sert à isoler les courants de collecteur de l'étage d'entrée de celui de  $T_5$ , tandis que son symétrique  $T_8$ , est utilisé afin d'éviter que le second étage ne soit chargé par les étages de sortie.

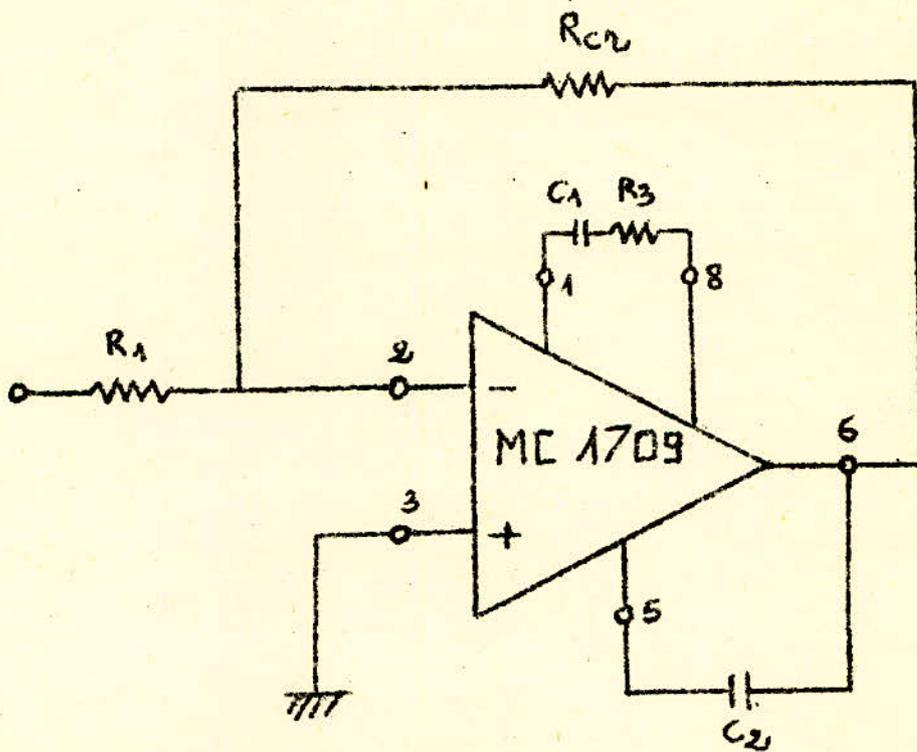
### Etages de Sortie

L'aspect le plus remarquable des étages de sortie réside dans le fait que deux transistors PNP sont utilisés :  $T_9$  et  $T_{13}$ .

Les transistors de sortie sont commutés de telle façon que l'un ne commence pas à conduire tant que l'autre n'est pas parfaitement bloqué.

Les caractéristiques de MC 1709 CP 1 sont donnés à la figure II-15.

.../



Compensation en Fréquence

FIG. II - 13

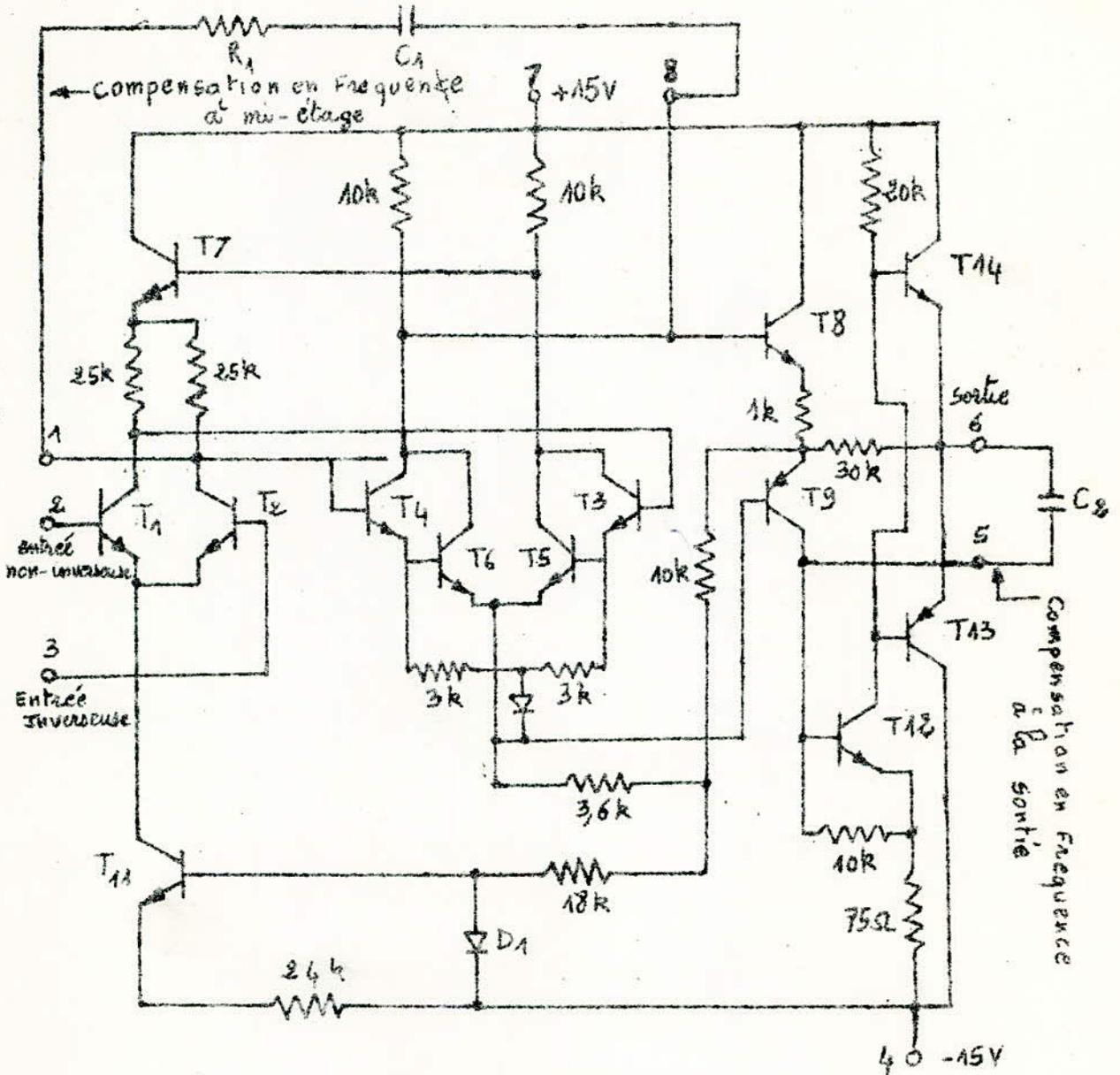
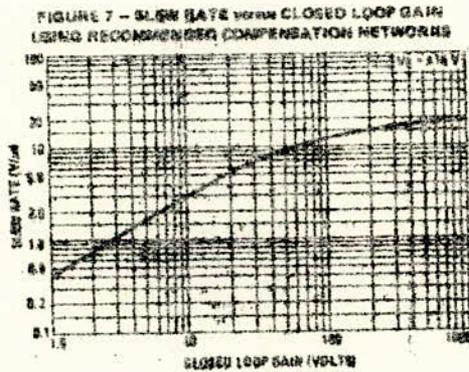
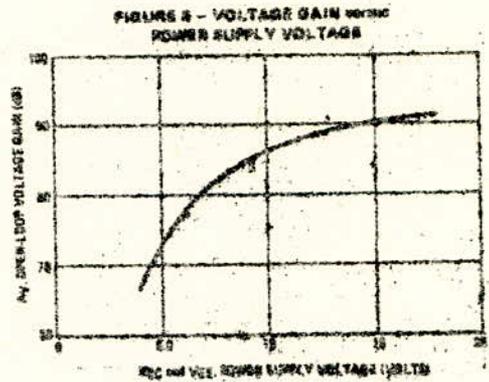
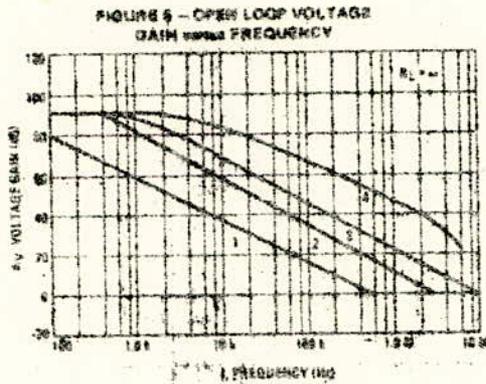
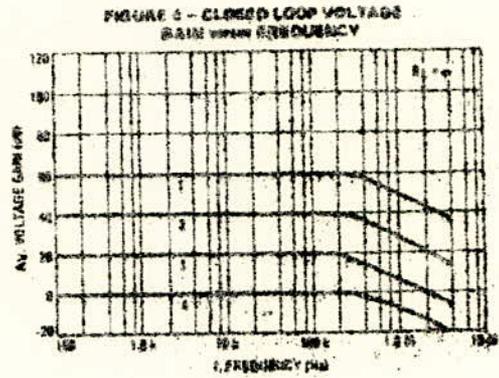
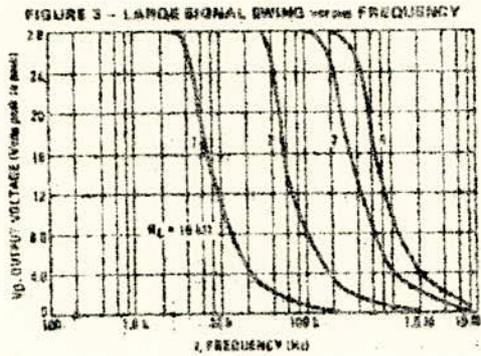
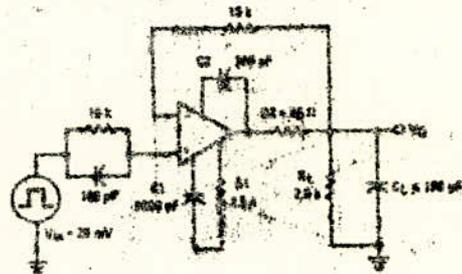


schéma du ME 1709 LPA  
avec Compensation en Fréquence



**FIGURE 8 - TRANSIENT RESPONSE TEST CIRCUIT**



### CHAPITRE III

#### III - ETUDE DETAILLE DES DIFFERENTES FONCTIONS DE BASE

##### 1 - GENERALITES

##### 1.1. Représentation des variables

Les variables de calcul sont représentées en grandeur et en signe par des tensions électriques, la relation liant chaque variable analogique à la variable réelle correspondante étant de la forme :

$$x_n = k \left( \frac{X_n}{E_0} \right) \quad (1)$$

dans laquelle :  $x_n$  = variable réelle

$X_n$  = tension électrique correspondante du modèle analogique.

$E_0$  = tension de référence

$k$  = coefficient constant choisi en fonction du problème et chiffré dans le même système d'unité que la variable réelle (en effet  $\frac{X_n}{E_0}$  est une grandeur sans dimension).

Par convention (ceci pour permettre l'association d'un nombre quelconque d'opérateurs de calcul), toutes les tensions représentant les variables sont mesurées par rapport à la masse du calculateur.

## 1.2. Affichage des constantes - Référence

La relation (1)  $x_n = k \left( \frac{X_n}{E_0} \right)$  montre que chaque grandeur est exprimée en fonction d'un rapport de tension. Les différentes tensions de calcul mesurables sur le calculateur seront :

- soit des variables calculées, disponibles à la sortie des opérateurs de calcul,
- soit des sollicitations extérieures, soit des constantes représentant les seconds membres des équations ou les conditions initiales du problème.

Pour afficher ces constantes, on utilise des potentiomètres alimentés par une source de tension commune (dite de référence).

La figure III-1 schématise l'affichage des différentes constantes d'un problème donné.

La valeur absolue du coefficient est donnée par la position du curseur du potentiomètre ; pour avoir le signe, on est amenée à utiliser deux sources de tension de référence égales et de signes contraires.

## 2. Opérateurs du calcul analogique

### 2.1. Les Opérateurs linéaires

#### 2.1.1. Sommateur

a - Schéma de principe (figure III-2).

b - Fonctionnement.

Le gain de cet amplificateur est donné par :

$$G = \frac{V_5}{V_1 + V_2 + V_3 + V_4 + \dots + V_n} \quad \dots/$$

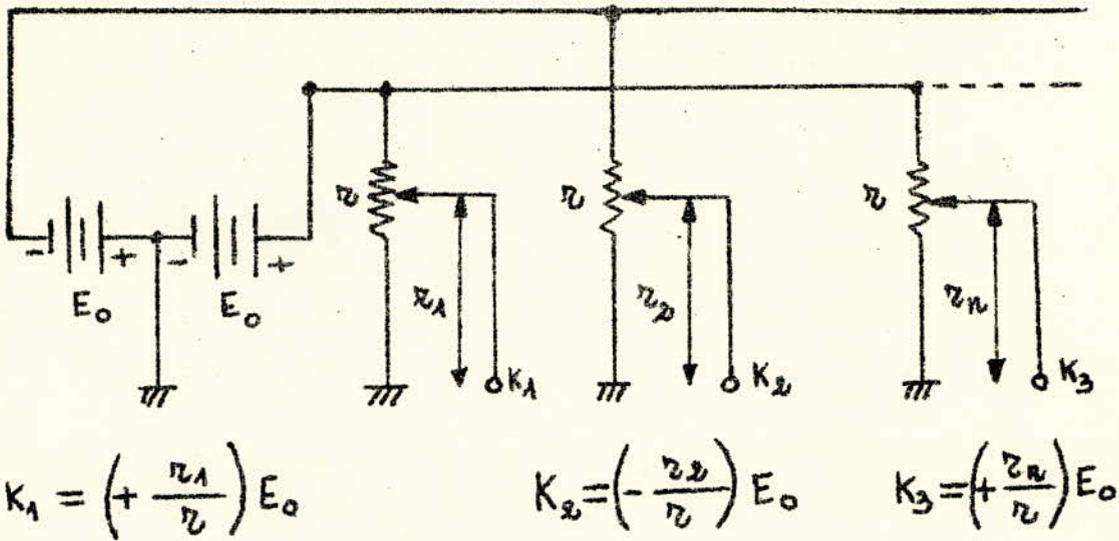


FIG. III - 1

### Principe de l'Affichage des constantes

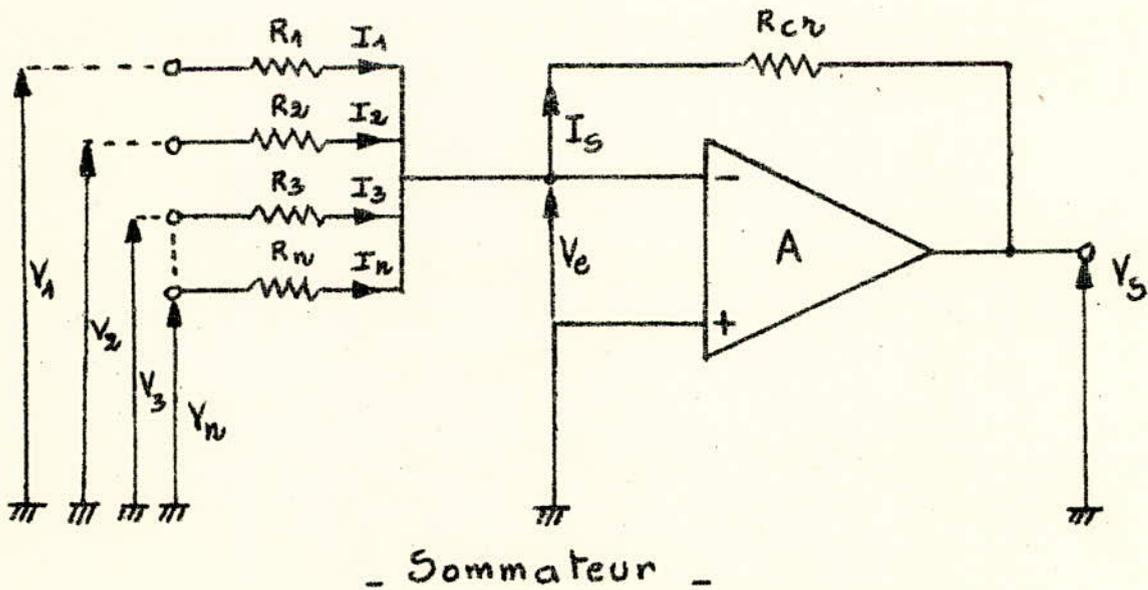


FIG. III - 2

L'amplificateur opérationnel est idéal donc son gain A est infini, par conséquent tout le courant injecté à l'entrée passe en totalité dans la branche de contre-réaction (Rcr).

$$\text{d'où : } I_e = 0 \quad \text{et} \quad I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \dots + I_n = I_s$$

$$\text{et } V_e = 0$$

$$V_1 - V_e = R_1 I_1 \implies V_1 = R_1 I_1$$

$$V_2 - V_e = R_2 I_2 \implies V_2 = R_2 I_2$$

$$V_3 - V_e = R_3 I_3 \implies V_3 = R_3 I_3$$

$$V_n - V_e = R_n I_n \implies V_n = R_n I_n$$

$$\text{et } V_e - V_s = R_{cr} I_s \implies V_s = - R_{cr} I_s$$

$$\text{d'où : } \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_4}{R_4} + \dots + \frac{V_n}{R_n} = - \frac{V_s}{R_{cr}}$$

ce qui donne :

$$V_s = - \left| \frac{R_{cr}}{R_1} V_1 + \frac{R_{cr}}{R_2} V_2 + \frac{R_{cr}}{R_3} V_3 + \dots + \frac{R_{cr}}{R_n} V_n \right|$$

Si on pose :

$$K_i = \frac{R_{cr}}{R_i} \quad i = 1, 2, 3, \dots, n$$

Il vient alors :

$$V_s = - \sum_{i=1}^n K_i V_i$$

../

c - Cas Particuliers

Si l'on donne  $R_{cr} = n R_1 = n R_2 = n R_3 = n R_4$  avec  $i = 4$ , la tension de sortie sera égale à la somme des tensions multipliées par le coefficient  $n$

$$V_s = - n ( V_1 + V_2 + V_3 + V_4 )$$

Si  $n = \frac{1}{4}$  et  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , la tension de sortie sera égale à la moyenne de 4 tensions :

$$V_s = - \frac{V_1 + V_2 + V_3 + V_4}{4}$$

Donc un tel circuit peut être utilisé pour obtenir la moyenne de deux ou plusieurs tensions.

2.1.2. L'intégrateur

a - Schéma de principe (figure III - 3)

b - Fonctionnement

En supposant que l'amplificateur est idéal c'est-à-dire que son gain est infini d'où aucun courant ne rentre dans l'amplificateur, donc tout le courant qui traverse la résistance d'entrée doit nécessairement traverser la capacité C. Il en résulte l'équation suivante :

$$\frac{V_e}{R_e} = - c \frac{dV_s}{dt} \quad \text{avec} \quad i_e = \frac{V_e}{R_e} \quad \text{et} \quad i_s = - c \frac{dV_s}{dt}$$

$$\text{d'où :} \quad V_s - V_{s0} = - \int_0^t \frac{1}{R_e c} V_e dt$$

Où  $V_{so}$  représente la tension aux bornes de la capacité à l'instant initial, la constante de temps de l'intégration est  $\tau = R_e c$ .

c - Cas Particuliers : Sommatation - Intégrateur

c - 1 - Schéma de Principe (figure III-4)

c - 2 - Fonctionnement

Appliquons la loi des Noeuds au point K ; il vient alors :

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_4}{R_4} = -c \frac{dV_s}{dt}$$

en général  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$

$$\text{donc } V_s - V_{so} = -\frac{1}{RC} \int_0^t (V_1 + V_2 + V_3 + V_4) dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t$$

$$(V_1 + V_2 + V_3 + V_4) dt$$

$$\tau = RC$$

$V_{so}$  représente la tension aux bornes de la capacité à l'instant  $t = 0$

2.1.3. Potentiomètre de Calcul

Le potentiomètre est toujours sur le calculateur, relié à la masse par une de ses extrémités, le pied, tandis que le sommet est alimenté soit par une source de tension, soit par la sortie d'un amplificateur opérationnel.

La sortie (curseur) est connecté soit à la résistance d'un réseau d'entrée, soit à l'entrée d'un autre potentiomètre (figure III-5).

a - Equation du potentiomètre en charge : Cas de  
la multiplication par une constante (voir figure III-6)

Soit R la résistance du potentiomètre entre les bornes (1) et (2) et X la position du curseur par rapport à l'entrée 2.

La résistance entre la borne (2) et le curseur est XR, celle entre le curseur et l'entrée 1 est (1 - X) R. La sortie (curseur) est connectée à la résistance R<sub>c</sub> de charge du réseau.

$$R_{eq} = \frac{R_c XR}{R_c + XR}$$

Appliquons le point diviseur

$$V_s = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + (1 - X) R} V_e = \frac{\frac{R_c XR}{R_c + XR}}{\frac{R_c XR}{R_c + XR} + (1-X)R} V_e = \frac{R_c XR}{R_c XR + (1-X)R (R_c + XR)}$$

$$V_s = \frac{X}{1 + X(1-X) \frac{R}{R_c}} V_e$$

On voit que l'on a seulement  $V_s = X V_e$  lorsque  $R_c = \infty$

Dans la pratique on désire obtenir en présence d'une charge quelconque

$$\frac{V_s}{V_e} = K \text{ avec } 0 < K < 1$$

Donc il est nécessaire de positionner le curseur de telle sorte que :

$$\frac{X}{1 + X(1-X) \frac{R}{R_c}} = K$$

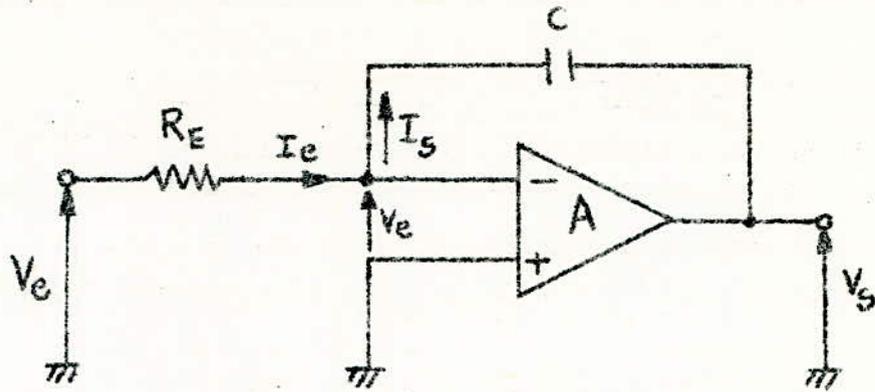


FIG. III - 3

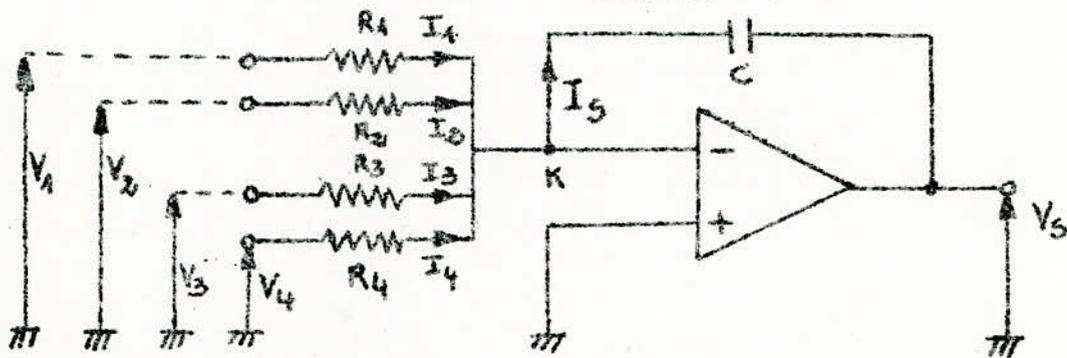
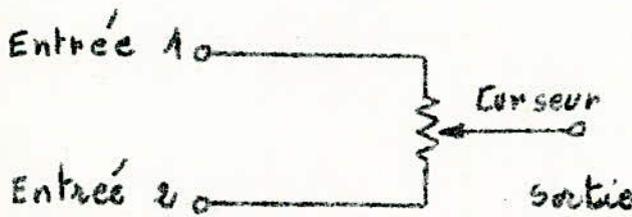


FIG. III - 4



SYMBOLE

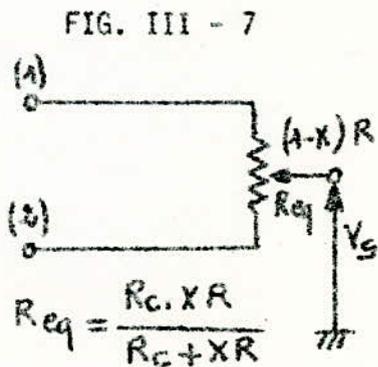
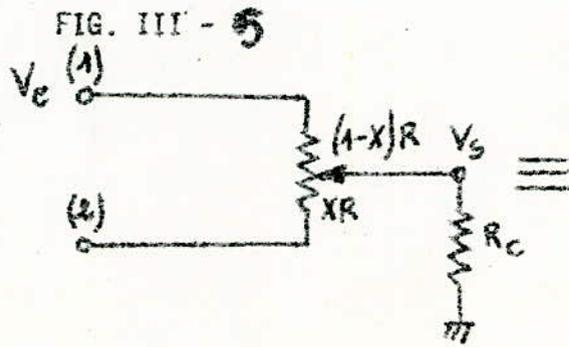
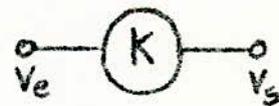


FIG. III - 6

Sur les calculateurs analogiques actuels, il suffit de tourner le bouton du potentiomètre en charge jusqu'à ce qu'apparaisse la valeur désirée de K sur le voltmètre numérique.

#### 2.1.4. Soustracteur

a - Montage (figure III - 8)

b - Fonctionnement

La soustraction étant obtenue très facilement avec un amplificateur opérationnel à entrées différentielles ; il suffit d'appliquer chacun des signaux  $V_1$  et  $V_2$  aux entrées respectivement inverseuse et non-inverseuse.

En supposant que l'amplificateur est idéal, donc aucun courant ne le traverse  $V_d = V'' - V' = 0 \implies V'' = V'$

$$\text{Or } V'' = \frac{R_3}{R_3 + R_2} V_2$$

$$\frac{V_1 - V'}{R_1} = \frac{V_s + V'}{R_{cr}} \implies V_s = V' \left( \frac{R_{cr}}{R_1} + 1 \right) - \frac{R_{cr}}{R_1} V_1$$

$$\text{d'où } V_s = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \left( \frac{R_{cr}}{R_1} + 1 \right) V_2 - \frac{R_{cr}}{R_1} V_1$$

c - Cas Particulier

Dans le cas où toutes les résistances  $R_1, R_2, R_3, R_{cr}$  sont égales, la tension de sortie devient :  $V_s = V_2 - V_1$ .

## 2.2. Les opérateurs non linéaires

### 2.2.1. Multiplieur

Plusieurs types de multiplieurs sont actuellement utilisés dans les calculateurs.

Les principes de fonctionnement sont très différents, et chaque type de multiplieur possède des qualités particulières. Nous n'étudions ici que le principe des multiplieurs les plus couramment utilisés, à savoir :

- le multiplieur à diodes
- le multiplieur logarithmique
- le multiplieur à quatre quadrants

#### a - le multiplieur à diodes

Le plus classique des multiplieurs tout électronique applique l'identité :

$$XY = \frac{1}{4} \left| (X + Y)^2 - (X - Y)^2 \right|$$

#### Principe de Fonctionnement

Le multiplieur à diodes met en jeu deux générateurs paraboliques et un sommateur :

On combine le tout de manière à n'avoir besoin que d'un seul amplificateur, mais il reste nécessaire de fournir chacune des variables du produit sous les deux signes. (figure III - 9).

Les tensions d'entrées X et Y servent de signaux d'entrée à des générateurs de fonctions paraboliques (figure III - 9). Ceux-ci sont constitués d'un jeu de diodes dont les potentiels de conduction sont ajustés par une série de résistances (figure III-10).

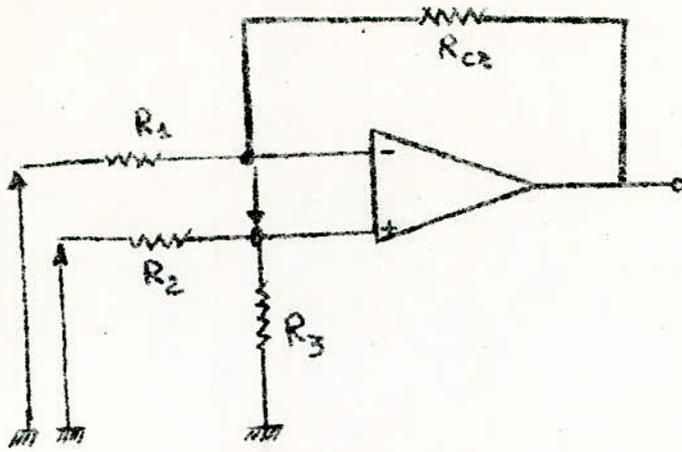


Fig. III - 8

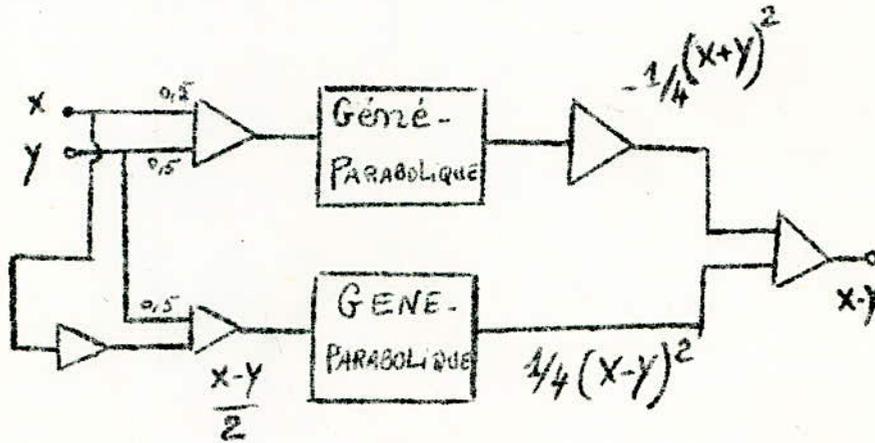


Fig. III - 9

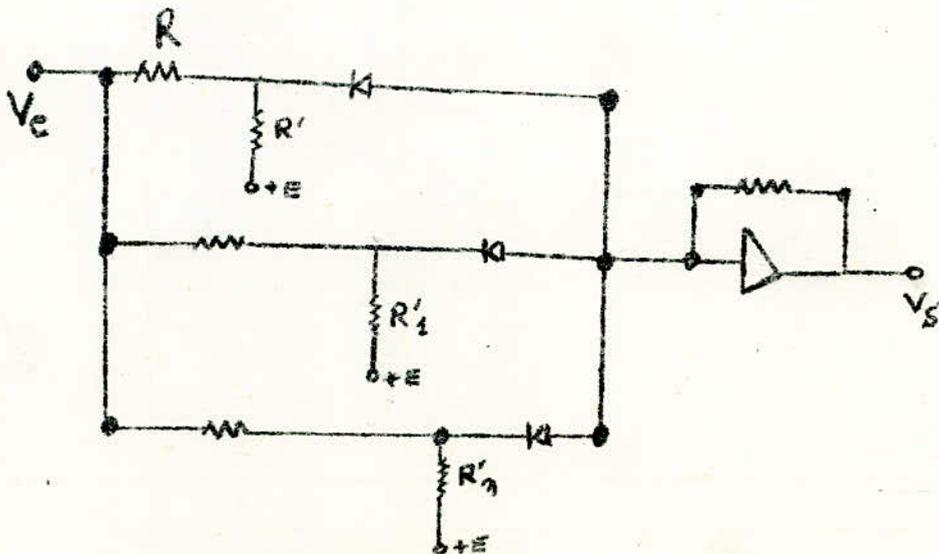


Fig. III - 10

### b - Le multiplieur logarithmique

Le principe est très simple (dans le cas où X et Y sont positifs) :

$$\log XY = \log X + \log Y$$

Le schéma est donné par la figure III - 11

Dans le cas où X et Y sont de signe quelconque, on ajoute une constante à chaque entrée.

$$\log (X + A) + \log (Y + B) = \log(+ XY + AY + BX + AB) \text{ (figure III-12)}$$

### c - Le multiplieur quatre quadrants

Notons que les fabricants de semi-conducteurs réalisent actuellement des circuits de multiplication analogique dits "multiplieurs".

Par exemple Motorola fabrique des multiplieurs type MC 1595 L.

C'est d'ailleurs, ce type que nous avons opté pour la réalisation de notre multiplieur.

#### 1 - Théorie de l'opération

Le MC 1595 ou (1495) est un multiplieur monolithique (un seul chip) à quatre quadrants qui fonctionne suivant le principe de la transconductance variable.

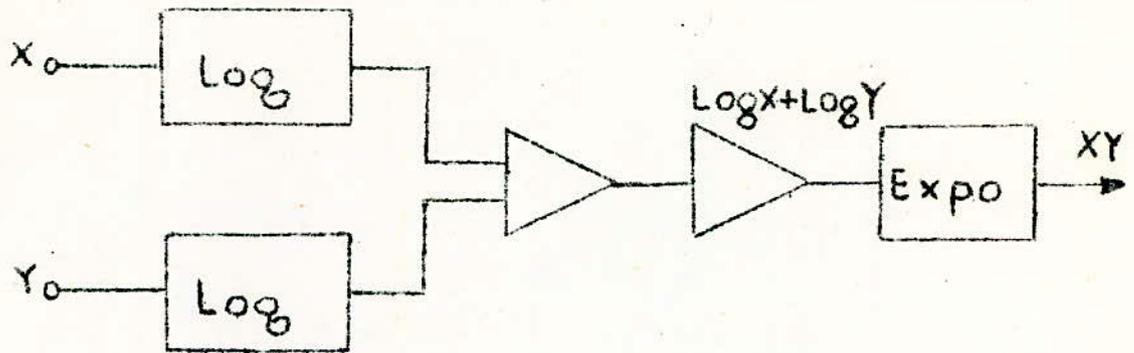


FIG. III - 11

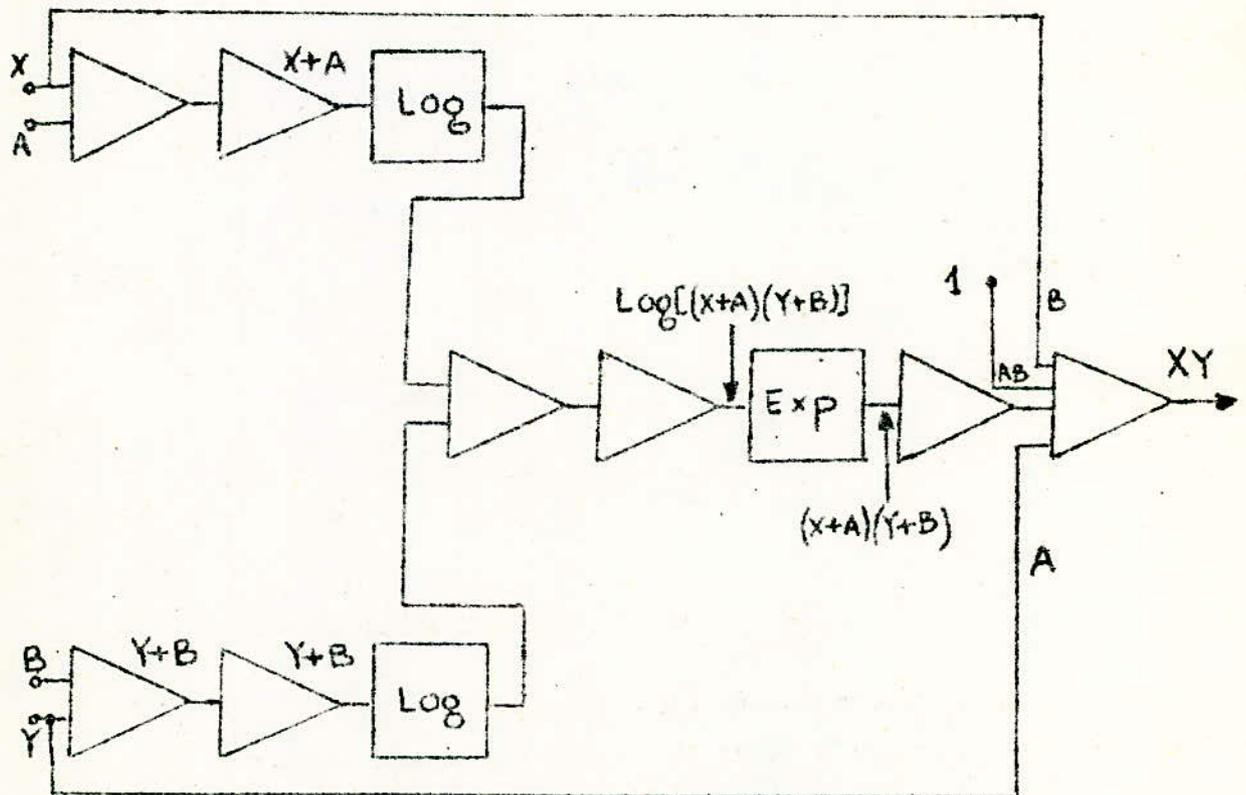


FIG. III - 12

## 2 - Conception

### 2.1. Généralités

Le MC 1595 permet de représenter le multiplicateur comme une application spécifique par sélection des composants extérieurs. Ceux-ci peuvent être sélectionnés à un paramètre donné : largeur de bande qui peut restreindre un autre paramètre (variation maximum de tension de sortie).

../

## 2.2. Largeur de bande à 3 dB

La largeur de bande est d'abord déterminé par les résistances de charge et la capacité répartie en sortie du multiplieur de l'amplificateur opérationnel utilisé pour décaler le niveau de sortie.

Si l'on désire avoir une opération à large bande, on doit user de faibles résistances d'entrée ou de l'amplificateur opérationnel à large bande.

## 3 - Principe de fonctionnement

Le multiplieur MC 1595 réalise le produit de 2 tensions X et Y à un facteur d'échelle près que l'on peut ajuster à la valeur 1/10.

Ses caractéristiques sont données par :

- une excellente stabilité vis à vis de la température
- une excellente linéarité : 2% d'erreur maximale à l'entrée X  
4% " " " Y
- une bande passante à - 3dB de l'ordre de 1 MHz.

Le schéma de ce multiplieur est représenté à la figure III - 13.



### 2.2.2. Diviseur.

Il existe de nombreuses manières d'obtenir par des moyens électroniques une tension proportionnelle au quotient des deux tensions:

- Diviseur logarithmique
- Diviseur obtenu par rétroaction sur un multiplieur
- Diviseur à 2 quadrants

#### a) Diviseur logarithmique.

a-1. montage (figure III-14)

a-2. fonctionnement

La manière électronique pour obtenir une tension proportionnelle au quotient de deux tensions X et Y consiste à avoir le logarithme de chacune de ces deux tensions au moyen de circuits logarithmiques; puis on fait le  $\log X - \log Y$  au moyen d'un soustracteur; en dernier lieu on obtient  $V_s = \frac{X}{Y}$  en faisant " autilog ( $\log X - \log Y$ ) où  $V_s$  représente la tension de sortie et X,Y les tensions d'entrée.

#### b) Diviseur obtenu par rétroaction sur un multiplieur.

b-1. montage (figure III-15)

b-2. fonctionnement

C'est une méthode basée sur la résolution d'une équation implicite, qui est utilisable avec tous les types de multiplieurs.

Pour former  $Z = \frac{Y}{X}$  on résoud l'équation:

$$XZ - Y = 0$$

En supposant l'amplificateur idéal, la somme des courants à l'entrée de celui-ci s'écrit :

$$\frac{XZ}{R} - \frac{Y}{R} = 0 \quad \text{soit} \quad Z = \frac{Y}{X}$$

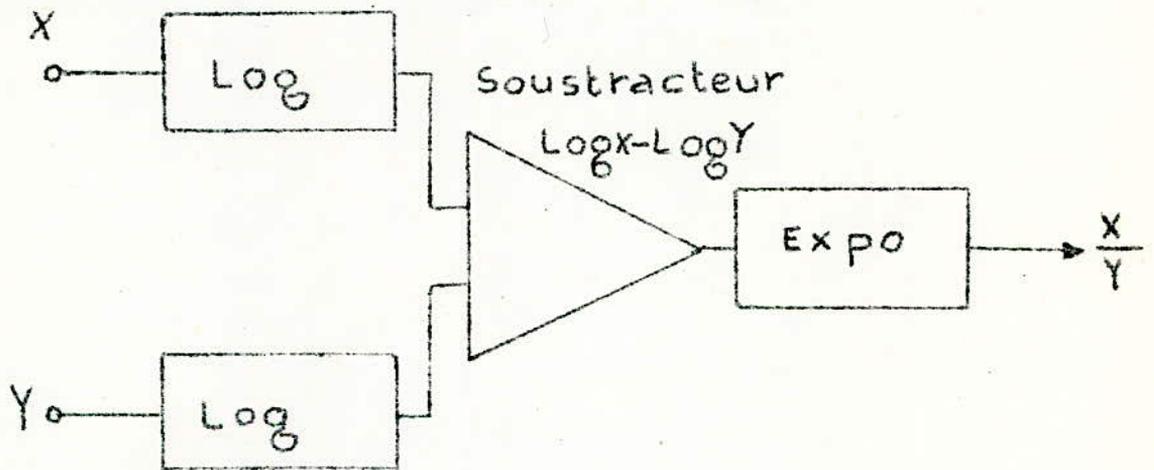


FIG. III - 14

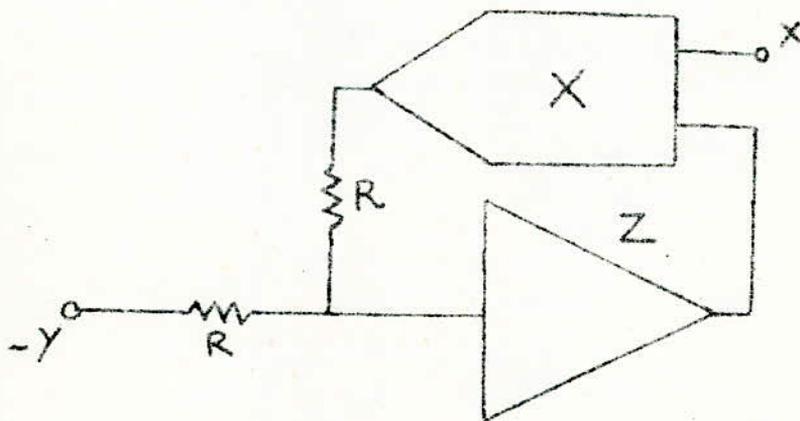


FIG. III - 15

c) Diviseurs à 2 quadrants.

c-1. montage (figure III-16)

c-2. fonctionnement

Le principe est le même que précédemment, c'est à dire que le montage utilise un multiplieur placé en réaction sur un amplificateur opérationnel. On a utilisé les mêmes opérateurs que pour la multiplication, c'est à dire un multiplieur MC 1595 et un amplificateur opérationnel MC 1741, mais dans un montage différent.

2.2.3. Circuit à réponse logarithmique.

a- montage (figure III-17)

b- fonctionnement

C'est un montage non linéaire, c'est à dire que la tension de sortie ne varie pas d'une façon linéaire avec la tension d'entrée.

$$\text{Or on sait que dans un transistor } V_{BE} = \frac{KT}{q} \log \frac{I_C}{I_0}$$

avec :  $I_0$  = courant de repos du Transistor

$K$  = constante de Boltzman =  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W/S/}^\circ\text{K}$

$T$  = la température absolue de la jonction en degré Kelvin

$q$  = charge de l'électron =  $1,6 \cdot 10^{-19}$  coulomb

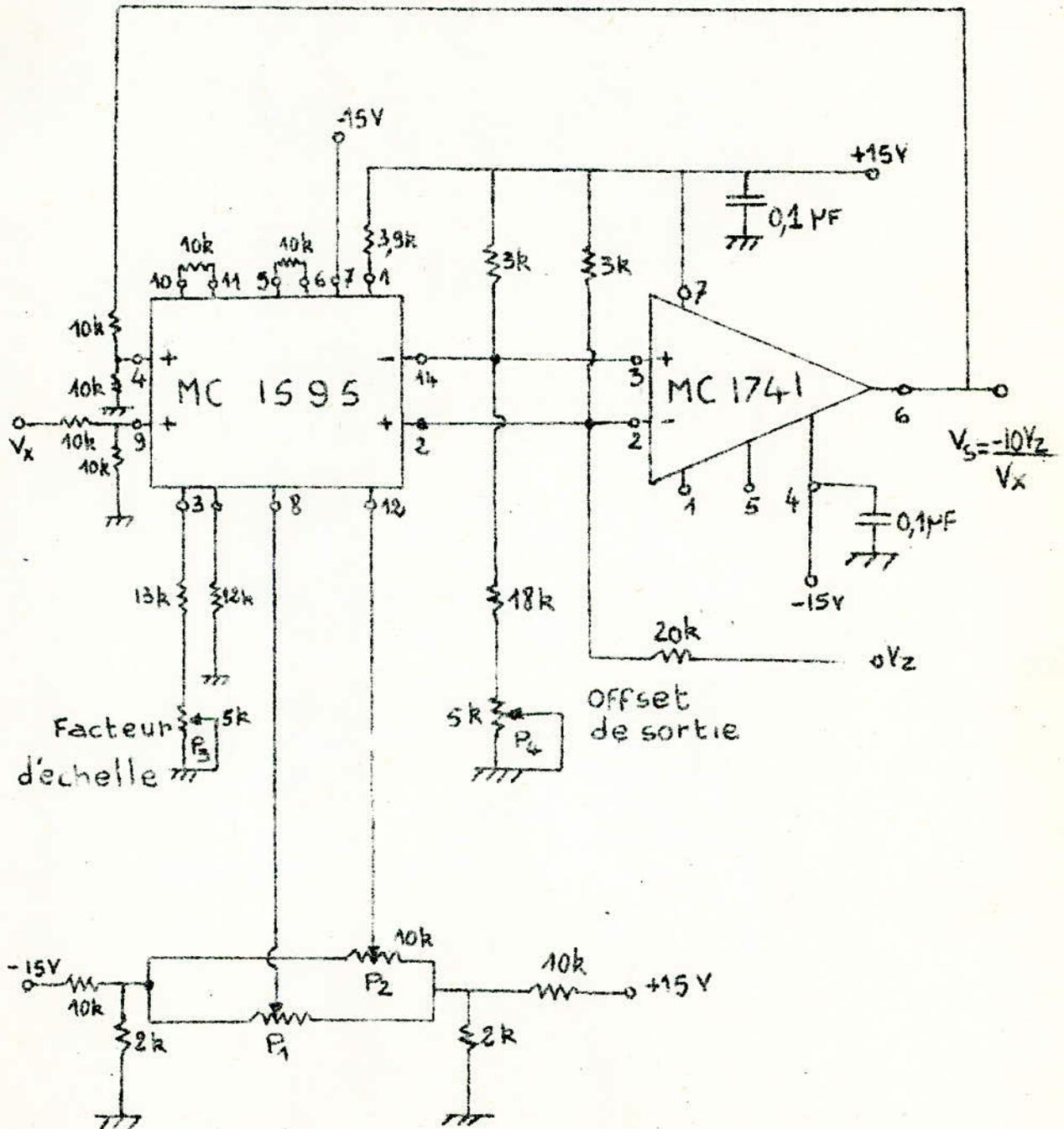
$$\text{d'où } V_S = V_{BE} \text{ et } I_C = \frac{V_e}{R}$$

$$\text{donc } V_S = \frac{KT}{q} \log \frac{V_e}{RI_0} \text{ comme } RI_0 = \text{constante} = A$$

il vient alors :

$$V_S = \frac{KT}{q} \log \frac{V_e}{A}$$

donc  $V_S$  varie en fonction de la Tension d'entrée d'une façon logarithmique. On obtient une Tension relativement faible.



Facteur d'échelle

offset de sortie

DIVISEUR

FIG. III - 16

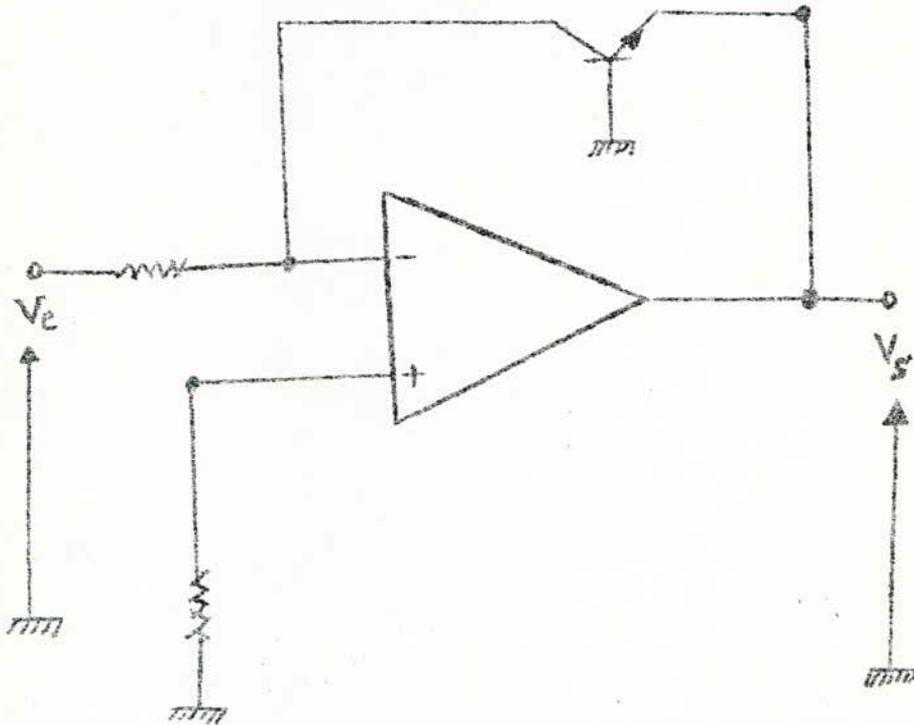


Fig. III - 17 - a

On voit que la résistance de contre réaction a été simplement remplacée par un transistor.

#### 2.2.4. Générateurs de Fonctions.

On appelle ainsi un appareil qui, à partir d'une Tension variable  $e$  prélevée sur un circuit de calcul, fournit une Tension  $V_S = f(e)$ , fonction non linéaire de  $e$ . Dans certains cas cette fonction, pour l'appareil considéré, est fixée par le constructeur (par exemple  $V_S = \sin e$ ), et dans d'autres, elle peut être choisie et réalisée par l'utilisateur.

Dans la classe des appareils entièrement électroniques, on utilise des générateurs à diode, des dispositifs à résistances variables, des appareils photoélectroniques, des générateurs paraboliques et des générateurs à servo-mécanisme.

Nous n'étudierons ici que le principe des générateurs de fonctions à diodes.

##### - Générateurs de fonction à diodes.

- principe: On remplace la courbe par une suite de segments de droite (de 5 à 20 selon le générateur de fonction). La précision dépend du nombre de segments utilisés.

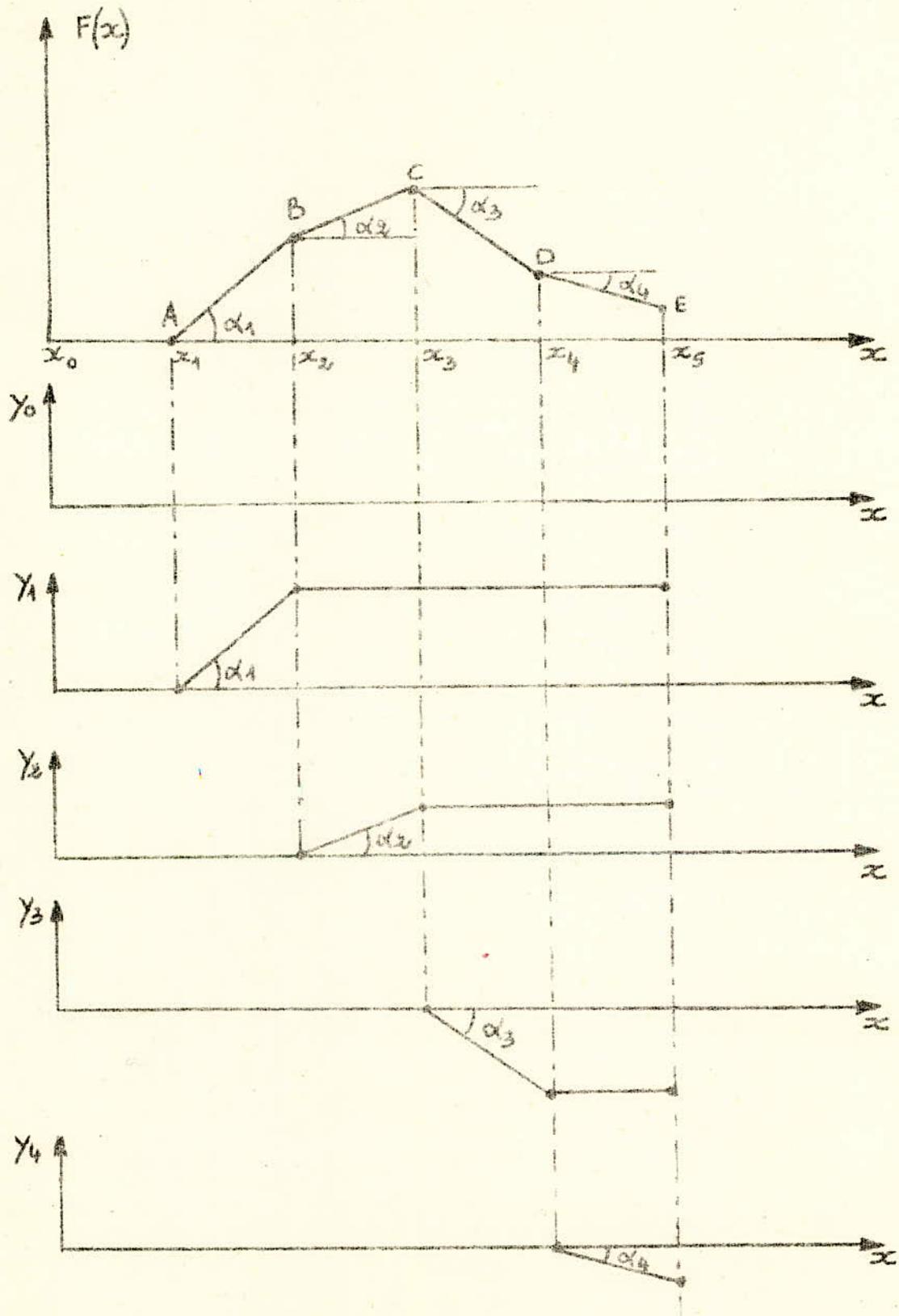
Nous supposons que la variable  $X$  varie de 0 à 1; la méthode est la même pour  $X$  variant de -1 à +1. (Figure III-17)

La ligne Polygonale ABCDE est réalisée en faisant la somme des 5 fonctions :  $Y_0, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4$ .

Il s'agit donc de réaliser des fonctions élémentaires  $Y_i(x)$  ayant la forme suivante : voir figure III-18).

La fonction  $Y_i$  sera construite en faisant la somme de deux fonctions  $Y_{i1}$  et  $Y_{i2}$  ( voir figure III-19).

- réalisation : chaque fonction  $Y_i$  nécessite l'affichage de deux pentes ( $\text{tg } \alpha_i$  et  $-\text{tg } \alpha_i$ ) et deux seuils ( $X_i$  et  $X_{i+1}$ ).



(III - 17 - b)

FIG. II - 17

Les pentes seront affichées sur des potentiomètres, et les seuils seront réalisés par des diodes polarisées.

Dans la figure III-20 nous supposons:

$0 < \text{tg } \alpha_i < 1$  si  $\text{tg } \alpha_i > 1$ , il suffit de monter l'amplificateur en gain supérieur à 1. On suppose que  $V_G = 0$ . Examinons le fonctionnement sur la diode  $D_1$ . Au départ ( $X < X_i$ ), la diode  $D_1$  est bloquée:

$V_A = \frac{1}{2} \text{tg } \alpha_i \cdot X$ . En effet en appliquant la loi de KIRCHOFF en A:

$$\frac{X \text{tg } \alpha_i - V_A}{R} + \frac{-V_A}{R} = 0 \quad \frac{X \text{tg } \alpha_i}{R} = \frac{2V_A}{R} \quad (R=1M\Omega)$$

donc :  $V_A = \frac{1}{2} \text{tg } \alpha_i \cdot X$

Lorsque  $X = X_i$ , la diode  $D_1$  devient passante et on shunte pratiquement la résistance  $R$  sur l'entrée  $X$ . La partie supérieure du schéma devient équivalente à la figure III-21.

La partie supérieure du schéma correspond à  $Y_{i2}$ , la partie inférieure à  $Y_{i1}$  à cause du changement de signe lors de la sommation.

En pratique, à cause de la résistance inverse des diodes non infinie, de leur résistance directe non nulle, l'amplificateur n'est pas monté exactement en gain 1. Cela oblige à faire les affichages des quatre potentiomètres au pont en mesurant les tensions à la sortie de l'amplificateur Sommateur.

#### -Utilisation pratique d'un générateur à diodes.

1) On construit la première fonction élémentaire (affichage des pentes, de 1 ou 2 seuils selon le principe précédent).

2) On construit la deuxième fonction élémentaire et on vérifie un point de la première : on retouche si nécessaire.

3) On construit la troisième fonction élémentaire et on vérifie un point de la deuxième ; etc...

On opère plus rapidement en utilisant des intervalles  $X_i, X_{i+1}$  égaux, mais pour augmenter la précision on a intérêt à diminuer ces intervalles dans les zones où la courbure de  $f(X)$  varie rapidement.

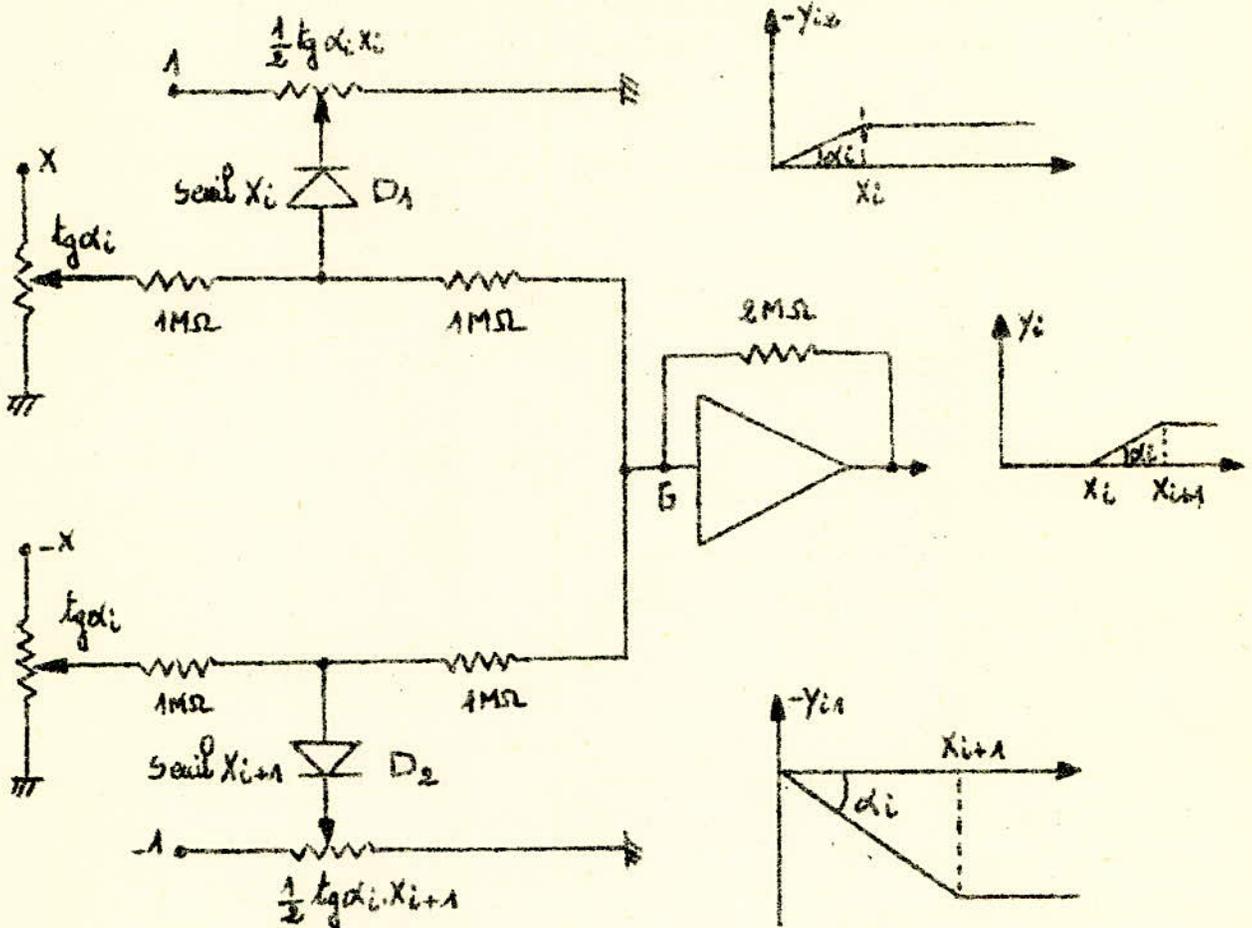


FIG. III - 20

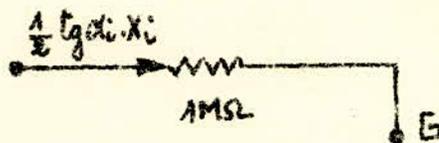


FIG. III - 21

## C H A P I T R E I V

### IV- STRUCTURE ET CONCEPTION DES CALCULATEURS ANALOGIQUES.

#### 1. Choix des Blocs fonctionnels.

Le degré d'automatisation de ces différents blocs, leur degré d'intégration dans le calculateur ainsi que le degré d'autonomie laisse à l'exploitant dépendant de la taille du calculateur et, évidemment, des solutions adoptées par le constructeur.

On distingue dans un calculateur les parties suivantes:

##### 1.1. Opérateurs.

L'ensemble des opérateurs effectuant les fonctions fondamentales: addition, multiplication, division, intégration etc...

##### 1.2. Système de contrôle de " mode ".

Il permet de mettre les opérateurs de calcul dans un état particulier: soit aptes à recevoir les conditions initiales, soit aptes à exécuter le calcul. etc...

##### 1.3. Panneau de câblage.

Il est l'aboutissement des entrées et sorties des opérateurs de calcul, permettant leur interconnexion de façon à réaliser les schémas de calcul désirés. Le panneau de câblage est aussi l'aboutissement de points de liaison avec des organes extérieurs : autres calculateurs, enregistreurs etc...

##### 1.4. Sources de références.

Elles fournissent une valeur positive et une valeur négative équilibrées avec un degré de précision supérieure à la précision des éléments passifs.

### 1.5. Système de sélection et de mesure.

Il permet d'accéder aux différents points du panneau de câblage et de les raccorder au dispositif de mesure.

Ce système de sélection peut être un simple commutateur rotatif actionné manuellement (petits calculateurs) et peut devenir sur les gros calculateurs un dispositif entièrement complexe.

### 1.6. Les dispositifs d'entrée de données et de sortie de résultats.

a- les données sont :

- les valeurs numériques des coefficients des équations,
- les conditions initiales des intégrateurs,
- les valeurs des pentes et des points de cassure des générateurs de fonction étalonnable,
- les ordres de commande d'état des opérateurs de calcul ou ordres destinés au contrôle du mode de la machine.

b- les valeurs à sortir proviennent des tensions fournies par :

- certains opérateurs de calcul pendant toute la durée de calcul : prises sur un enregistreur XY ou à déroulement proportionnel au temps.
- certains opérateurs de calcul à mesurer à des instants particuliers du calcul (par exemple au début ou à la fin). Ces valeurs seront sorties sur imprimante (connectée au voltmètre numérique) ou sur enregistreur.

## 2. Contrôle du mode de la machine.

### 2.1. Les différents états ou modes possibles des opérateurs de calcul.

Un calculateur analogique universel doit posséder au minimum quatre modes:

### 2.1.1. Mode " étalonnage des potentiomètres ".

Dans ce mode, tous les potentiomètres sont reliés à la tension de référence, De plus sur les intégrateurs, les relais  $K_1$  et  $K_2$  (figure IV-1), sont au repos, ce qui permet de charger les potentiomètres sur leur impédance normale.

### 2.1.2. Mode " condition Initiale ".

Dans ce mode, les valeurs initiales sont appliquées aux intégrateurs ( $K_1$  au repos et  $K_2$  travaille) c'est à dire les palettes de  $K_1$  et  $K_2$  conservent la position 1. Le condensateur C se charge avec une constante de temps RC , alors  $V_S$  passe de 0 à  $V_S(0)$  suivant la loi :

$$V_S(t) = V_S(0) \{ 1 - e^{-t/RC} \} \quad (\text{figure IV-1})$$

### 2.1.3. Mode " calcul ".

Ce mode correspond à la simulation proprement dite ( $K_1$  travaille et  $K_2$  repos) c'est à dire les palettes H et  $I_C$  des relais  $K_1$  et  $K_2$  sont en position 2. Les tensions de calcul sont appliquées et les résultats évoluent en fonction du temps. (figure IV-1).

### 2.1.4. Mode " mémoire ".

Dans ce mode, les intégrateurs gardent en mémoire la tension de sortie qu'ils délivraient au moment de la commutation ( $K_1$  et  $K_2$  au repos) donc la palette H est en 1 et la palette  $I_C$  est en 2. (figure IV-1).

## 2.2. Dispositif de saturation.

C'est un dispositif lumineux ou sonore qui indique la saturation d'un amplificateur.

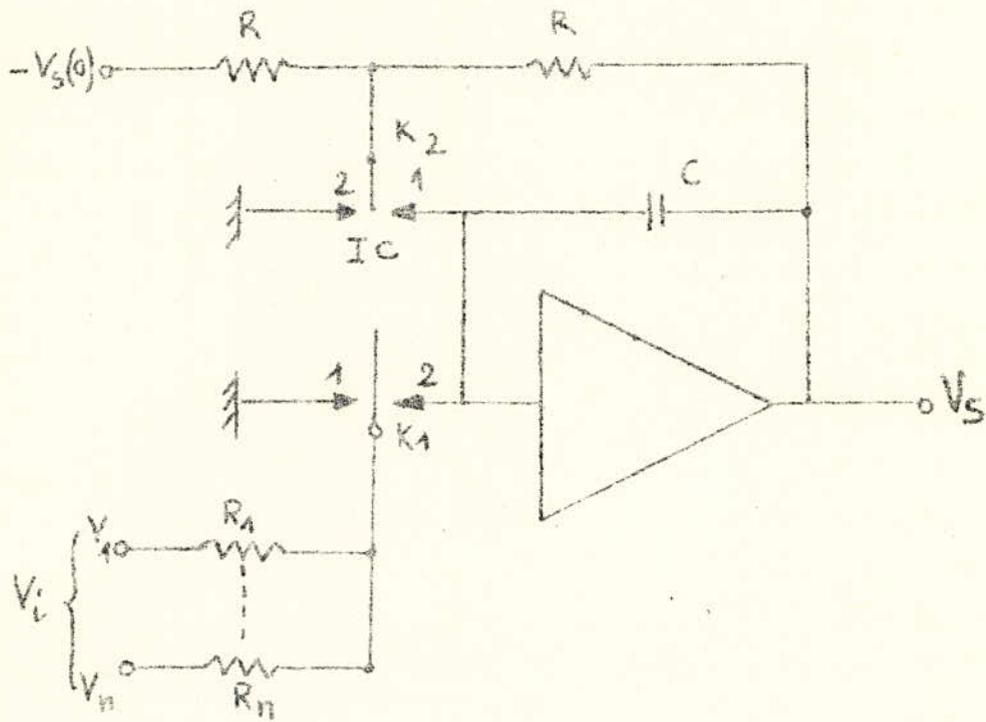


FIG. IV - 1

## C H A P I T R E V

### V- PROGRAMMATION DU CALCULATEUR ANALOGIQUE.

#### 1. Principes généraux.

Nous supposons que le problème à résoudre est un système d'équations différentielles à conditions initiales du premier ordre écrit sous la forme canonique:

$$\frac{dY_i}{dt} = f_i(Y_1, \dots, Y_n, t)$$

où  $f_i$  est représenté par une somme de monôme, chacun des monômes pouvant être le produit de fonctions d'une seule variable  $Y_j$  ou  $t$ . Partant de cette forme canonique, il faudra avant d'arriver au traitement en machine, franchir les étapes ci-dessous qui constituent la programmation du calculateur.

#### 1.1. Ecriture des équations machines.

##### 1.1.1. Choix du temps machine.

Il représentera la variable indépendante d'intégration du système proposé.

La variable indépendante du calculateur est toujours le temps et nous la désignons par  $T$ .

Le problème lui, peut avoir plusieurs variables indépendantes. Nous supposerons qu'il y a qu'une seule variable indépendante du problème. Cette variable indépendante peut être une longueur  $X$ , une température  $\theta$ , mais très fréquemment ce sera le temps. Il sera désigné par  $t$ .

La relation entre le temps machine  $T$  et le temps variable  $t$  du système d'équation proposé sera :  $T = n t$ .  $n$  est le facteur échelle de temps.

Les éléments qui influent sur le choix du facteur d'échelle de temps sont les suivants :

- la bande passante des éléments du calculateur (essentiellement les éléments non linéaires) et celle des organes de sortie. La nécessité de ne pas dépasser cette bande passante fournit la limite inférieure du temps du calculateur.

- les variations incontrôlables du calculateur (dérive des amplificateurs, variation dans le temps de certains éléments) fournissent une limite supérieure du temps de calcul.

### 1.1.2. Choix des échelles des variables analogiques.

#### a- variables issues d'éléments linéaires.

On choisira en général soit une loi proportionnelle, soit une loi en perturbation de façon à exploiter au mieux la plage des tensions utiles des amplificateurs ( $-10^V$  à  $10^V$  ou  $-100^V$  à  $+100^V$ ).

Les cadrages seront faits de façon à avoir des maxima le plus près possible des tensions extrêmes des amplificateurs, en dessous de leur limite de saturation, et surtout il faut éviter les niveaux trop bas nuisible en premier lieu à la précision des opérateurs non linéaires, et en second lieu pouvant être influencés dans les opérations linéaires par des phénomènes tels que la dérive ou le bruit de fond des éléments de calcul.

#### b- variables issues d'éléments non linéaires.

On tiendra compte du fait que les opérations non linéaires sont entachées d'une erreur pratiquement indépendante de l'amplitude des tensions de calcul. Ces précisions annoncées sont des erreurs absolues. On évitera donc les opérations sur des niveaux de tensions trop bas.

### 1.1.3. Ecriture des équations.

Partant d'un système :

$$\frac{dX}{dt} = f(X,t)$$

On fera correspondre les équations machines :

$$\frac{d \left| \frac{X}{k} \right|}{dt} = \frac{1}{n} \frac{1}{k} f\left(k \left| \frac{X}{k} \right|, \frac{1}{n} |T| \right) \quad (1)$$

$n$  = facteur échelle de temps

$k$  = facteur échelle d'Amplitude

les variables entre crochets représentent les variables machine. Il faut noter dans l'équation (1) que le fait de dériver par rapport au temps machine plutôt que par rapport au temps  $t$  permet en cas de nécessité de changement d'échelle des temps de ne pas avoir à modifier la condition initiale .

En effet, cette équation sera câblée sur un intégrateur de constante de temps d'intégration RC qui réalisera l'opérateur suivant :

$$\left| \frac{X(T)}{k} \right| - \left| \frac{X(0)}{k} \right| = - \frac{1}{RC} \int_0^T \frac{1}{n} \times \frac{1}{k} f\left(k \left| \frac{X}{k} \right|, \frac{1}{n} |T| \right) dT \quad (2)$$

Soit :

$$\left| \frac{X(nt)}{k} \right| - \left| \frac{X(0)}{k} \right| = - \frac{1}{RC} \int_0^{nt} \frac{1}{k} f\left(k \left| \frac{X}{k} \right|, t\right) dT \quad (3)$$

il est clair qu'un changement de la valeur  $n$  n'affecte pas la condition initiale, ce qui n'aurait pas été vrai si l'on avait dérivé par rapport à  $t$  . Notons enfin que le coefficient  $k$  sera pris le plus voisin possible de  $\frac{X_{\max}}{V_{\text{ref}}}$  .

### 1.2. Etablissement du schéma analogique.

Les variables seront élaborées par des amplificateurs, les constantes par des potentiomètres. On aura à tenir compte de change-

ment de signe accompagnant la plupart des opérations. On vérifiera que les amplificateurs n'ont pas é débiteur un courant anormalement élevé et que les curseurs des potentiomètres sont chargés par la même valeur ohmique.

### 1.3. Calcul des potentiomètres.

Les coefficients apparaissant dans les équations sont représentés par l'ensemble potentiomètre plus coefficient de transfert de l'opérateur. Le coefficient porté par le potentiomètre pourra être ainsi ramené à une valeur  $< 1$ .

### 1.4. Câblage.

Lorsqu'on effectuera le câblage proprement dit, une bonne méthode pour éviter les oublis est de porter une marque sur chaque connexion du schéma, dès qu'elle a été réalisée sur la machine.

Les points à haute impédance (entrée d'amplificateur) devront être soumis à des trajets courts directs, à l'abri d'inductions parasites.

## CHAPITRE VI

### VI- EXEMPLE THEORIQUE DE SIMULATION SUR CALCULATEUR ANALOGIQUE.

#### 1. Définition de simulation.

C'est l'utilisation d'éléments physiques qui répondent aux mêmes lois que le système étudié. La simulation analogique consiste donc à remplacer l'étude d'un phénomène physique par celle d'un autre phénomène physique, qui est plus commode, rapide et précise.

#### 2. Résolution d'un problème sur calculateur Analogique.

La résolution d'un problème se décompose de la manière suivante:

- déterminer la méthode de résolution à employer
- déterminer les échelles d'amplitude et de temps
- tracer le schéma complet avec coefficients, conditions initiales, et numéros des opérateurs utilisés
- afficher les valeurs des coefficients et des conditions Initiales
- passer en "IC" puis en "calcul" et enregistrer les résultats
- pendant la résolution du problème surveiller le dispositif de saturation. S'il y a saturation essayer de déterminer si elle est due à une erreur de câblage ou d'affichage des coefficients, un mauvais choix d'échelle ou à une instabilité du système étudié.

#### 3. Exemple.

Soit une équation de la mécanique dans laquelle la variable  $x(t)$  représente un déplacement.

$$\ddot{x} + 3\dot{x} + 16x = -80 \quad \text{conditions Initiales: } x(0)=2m \\ \dot{x}(0)=-0,6m/s$$

les valeurs maximales sont :

$$x_m = 7m$$

$$\dot{x}_m = 47m/s$$

$$\ddot{x}_m = 98m/s^2$$

On choisit les variables normalisées, c'est à dire  $(\frac{x}{x_m}), (\frac{\dot{x}}{\dot{x}_m}), (\frac{\ddot{x}}{\ddot{x}_m})$

Soit :  $\frac{x}{7}$  ,  $\frac{\dot{x}}{47}$  ,  $\frac{\ddot{x}}{98}$

Mais pour avoir des facteurs d'échelle simple nous choisirons :

$$\frac{x}{10} , \frac{\dot{x}}{50} , \frac{\ddot{x}}{100}$$

d'où l'équation devient :

$$100 \frac{\ddot{x}}{100} + 3 \times 30 \frac{\dot{x}}{50} + 16 \times 10 \frac{x}{10} = -80$$

d'où:  $\frac{\ddot{x}}{100} + 1,5 \frac{\dot{x}}{50} + 1,6 \frac{x}{10} = -0,8$  avec CI  $(\frac{x}{10})_0 = 0,2$   
 $(\frac{\dot{x}}{50})_0 = 0,012$

Relation intégrale entre les variables :

$$\left( \frac{\dot{x}}{50} \right) = 2 \int_0^t \frac{\ddot{x}}{100} dt$$

$$\left( \frac{x}{10} \right) = 5 \int_0^t \frac{\dot{x}}{50} dt$$

d'où le schéma (figure VI-1)

../

On remarque dans cet exemple la nécessité de connaître la valeur limite de  $x$  pour ne pas saturer le sommateur qui délivre  $\frac{x}{100}$  (figure VI-1) . En fait si on ne désire pas enregistrer la valeur  $^{100}$  de  $\dot{x}(t)$ , on peut se passer de ce sommateur, à l'aide du schéma suivant qui ne fait plus intervenir  $|\frac{x}{100}|$  (figure VI-2) .

.. /

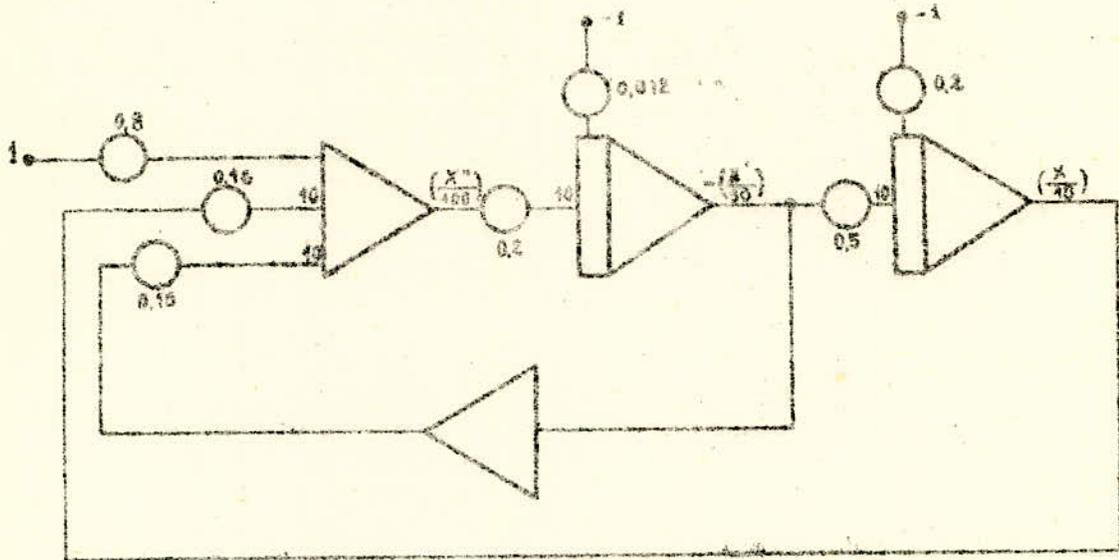


Fig. VI - 1

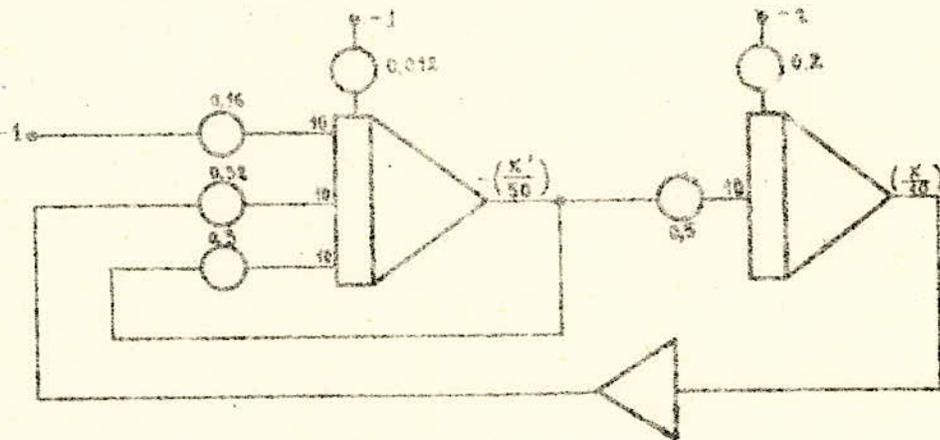


Fig. VI - 2

## C H A P I T R E VII

### VII-TYPES DE PROBLEMES QUE L'ON PEUT RESOUDRE SUR CALCULATEUR ANALOGIQUE.

Parmi les problèmes pour lesquels le calculateur Analogique peut rendre d'importants services, citons (sans espérer être complet):

- équations différentielles à coefficients constants ou variables
- équations différentielles non linéaires
- équations aux dérivées partielles
- équations linéaires et algébriques
- équations Intégrales
- calcul d'une intégrale définie.

Exemple : Equations différentielles linéaires à coefficients constants.

Nous admettrons que chaque équation a été transformée au préalable de manière à être " programmable " sur le calculateur. Les variables qui apparaissent sont des " variables-machine " fonction de variable " temps-machine "  $t$ .

L'équation à résoudre est supposée mise sous la forme :

$$\frac{d^n Y}{dt^n} = f \left( \frac{d^{n-1} Y}{dt^{n-1}}, \dots, \frac{dY}{dt}, Y, t \right)$$

Pour une équation linéaire à coefficients constants, cette opération est toujours possible.

Développons cette méthode sur une équation du 3<sup>e</sup> ordre en  $Y$ .

Soit à résoudre :

$$a_3 \frac{d^3 Y}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 Y}{dt^2} + a_1 \frac{dY}{dt} + a_0 Y + f(t) = 0$$

On la met sous la forme :

$$\frac{d^3 Y}{dt^3} = -\frac{a_2}{a_3} \frac{d^2 Y}{dt^2} - \frac{a_1}{a_3} \frac{dY}{dt} - \frac{a_0}{a_3} Y - \frac{1}{a_3} f(t) \quad (1)$$

Les conditions initiales sont supposées connues à l'instant  $t = 0$ :

$$Y(0) ; \left( \frac{dY}{dt} \right)_0 ; \left( \frac{d^2Y}{dt^2} \right)_0$$

Principe.

On suppose connue à l'instant  $t$  la dérivée d'ordre supérieure, ici  $\frac{d^3Y}{dt^3}$ . Par intégration successive et compte tenu des signes on obtient:

$$\frac{d^2Y}{dt^2} ; - \frac{dY}{dt} ; Y$$

A partir de ces grandeurs, on forme  $\frac{a_2}{a_3} \frac{d^2Y}{dt^2}$ ,  $\frac{a_1}{a_3} \frac{dY}{dt}$  et  $\frac{a_0}{a_3} Y$ .

Si l'on dispose d'un générateur de fonction délivrant la quantité  $\frac{1}{a_3} f(t)$  les quatre termes du second membre ont ainsi été calculés.

A chaque instant la somme de ces termes est identique à  $-\frac{d^3Y}{dt^3}$ .

C'est donc elle qui est intégrée pour fournir  $\frac{d^2Y}{dt^2}$  etc... (voir figure VII-1) correspondante à l'équation.

Nous avons représenté les intégrateurs avec des entrées identiques correspondant à un facteur de gain égal à 1 (RC=1) et supposé les valeurs  $\frac{a_0}{a_3}$ ,  $\frac{a_1}{a_3}$ ,  $\frac{a_2}{a_3}$  positifs et inférieurs à 1.

Les conditions initiales sont imposées à l'aide des potentiomètres  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$  connectés aux références unitaires (1) ou (-1); ils permettent de faire apparaître les quantités  $\left( \frac{d^2Y}{dt^2} \right)_0$ ;  $\left( - \frac{dY}{dt} \right)_0$  et  $(Y)_0$  aux sorties des intégrateurs  $I_1, I_2, I_3$  à l'instant  $t=0$ .

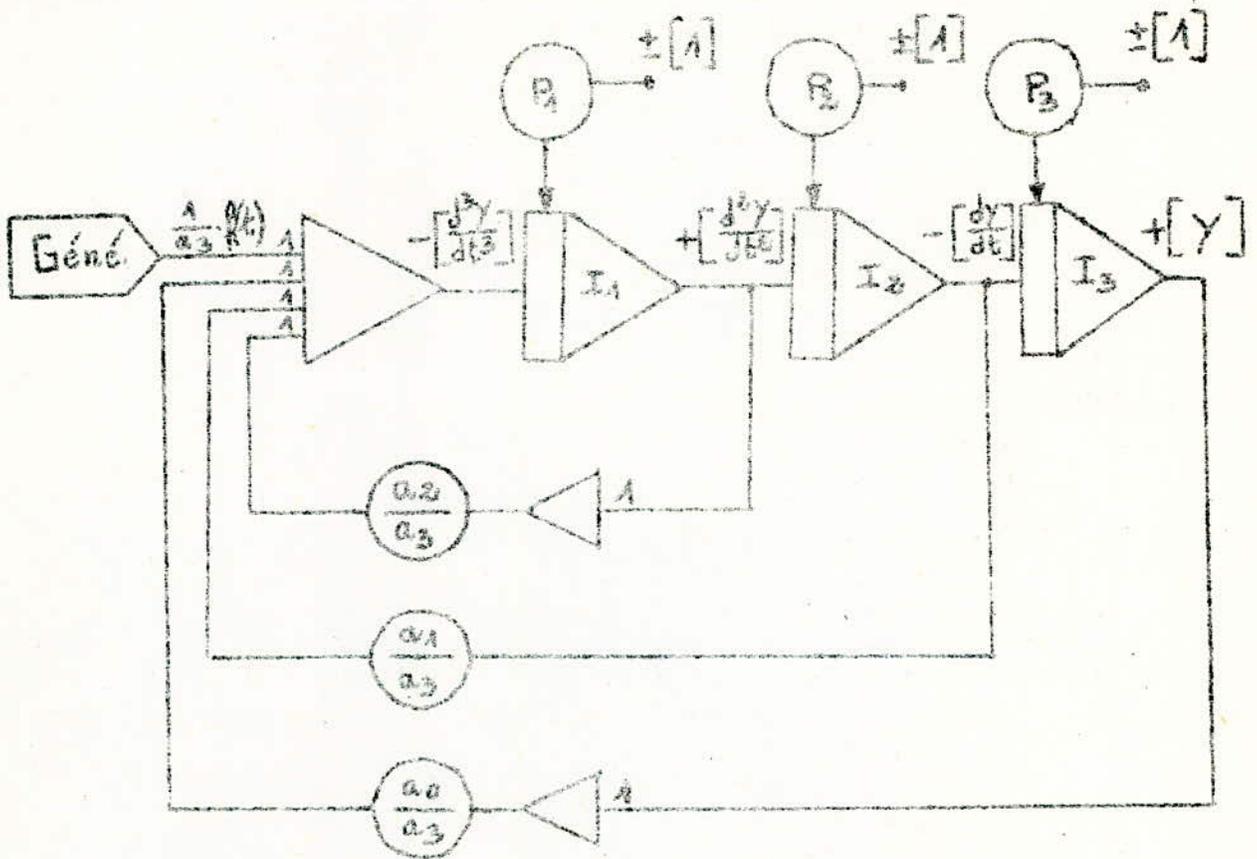


FIG. VII - 1

C H A P I T R E V I I I

R E A L I S A T I O N

1 - CONSOLE

La console de notre calculateur analogique comprend :

- 1 voltmètre à zéro central (gradué + 1 à - 1)

Celui-ci permet la lecture des offsets en un module opérationnel choisi par le selecteur d'adresse.

- 1 selecteur d'adresse (il s'agit d'un commutateur à 12 positions)

- 1 interrupteur (on - off) permet de mettre en service le voltmètre à zéro central.

- 1 commutateur, 3 positions, 3 circuits, permet d'afficher les constantes de temps des intégrateurs.

1 - Bouton poussoir pour la selection des modes.

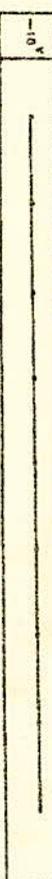
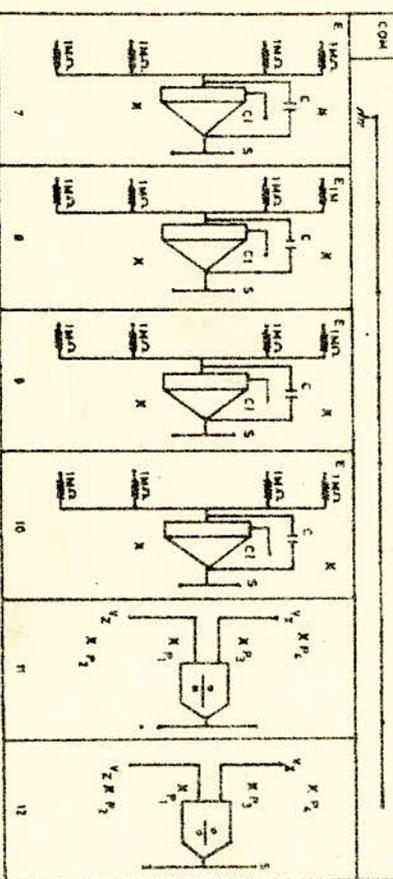
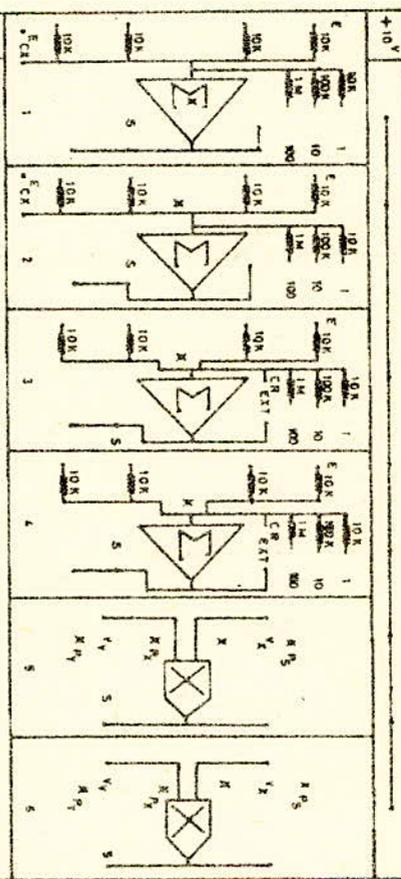
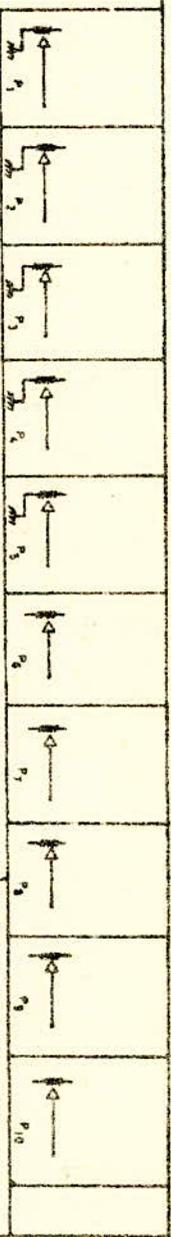
× mode condition initiale.

× mode calcul.

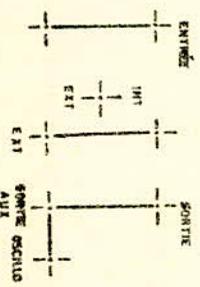
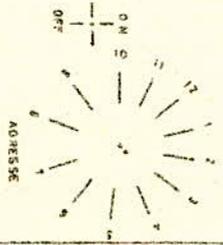
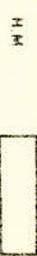
- 1 dispositif de visualisation représenté par une diode LED indique la saturation des intégrateurs.

- 1 interrupteur (marche-arrêt) de mise sous tension.

../



CALCULATEUR ANALOGUE



## 2 - STRUCTURE GENERALE DU CALCULATEUR

Le calculateur est composé des ensembles suivants :

- 4 sommateurs.
- 4 intégrateurs.
- 2 multiplieurs.
- 2 diviseurs.
- 1 source de référence ( $\pm 10$  V).
- 3 sources d'alimentation :
  - \*  $\pm 15$  V. (3,2 A) ( Source bloc LAMBDA)
  - \*  $\pm 5$  V. (100mA) ( Régulateur Intégré type MC 7805 c MC 7905 C).
  - + 12 V. (1,5 A) (Régulateur intégré type MC 7812 c).
- 1 carte logique de commande des modes.
- 1 générateur de fonction à dix segments.

La puissance globale dissipée est de l'ordre de 10 watts.

### REMARQUE :

- Afin de faciliter le câblage et l'étude d'un problème chaque opérateur est affecté d'un numéro (1 à 12).
- des éléments externes peuvent être associés aux opérateurs 1, 2, 3, 4 ce qui a pour but d'accroître les possibilités du calculateur.

### 3 - SOMMATEUR :

#### 3.1. Montage (figure VIII-1)

#### 3.2. Le choix des composants

##### 3.2.1. L'amplificateur opérationnel MC 1709 CP

Ayant à notre disposition une quantité suffisante, on a adopté l'amplificateur opérationnel du type MC 1709 CP comme sommateur.

##### Caractéristiques principales du MC 1709 CP :

- Gain en boucle ouverte : .....	45000
- Impédance d'entrée : .....	400 K $\Omega$
- Impédance de sortie : .....	150 $\Omega$
- Courant de polarisation : .....	1,5 $\mu$ A
- Puissance de dissipation maximale : .....	165 mW
- Tension d'alimentation : .....	$\pm 15$ V
- Courant de décalage à l'entrée : .....	50 $\mu$ A
- Tension de décalage à l'entrée : .....	1 mV
- Coefficient de température du courant de décalage à l'entrée : .....	2,8 nA/ $^{\circ}$ C
- Coefficient de température de la tension de décalage à l'entrée : .....	10 $\mu$ V/ $^{\circ}$ C

##### 3.2.2. Compensation du courant de décalage d'entrée

###### - Détermination de $R_0$

Notre sommateur comporte 4 entrées.

On relie les 4 résistances d'entrée du sommateurs à la masse,  
la résistance équivalente devient :

$$R_{eq} = \frac{R}{4} \quad (R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R) \quad (\text{figure VIII - 2})$$

Nous posons :

$$E_o = E_{d-} - E_{d+}$$

$$I_o = I_{d-} - I_{d+}$$

L'équation de la maille d'entrée est donnée par :

$$R_{eq} I_E + E_o + R_o (I_d + I_o) = 0$$

d'où :

$$I_E = - \frac{E_o}{R_{eq}} - \frac{R_o}{R_{eq}} (I_d + I_o)$$

L'équation de la maille de sortie est :

$$V_s = - R_{cr} (I_E + I_{d-}) - R_{eq} I_E = - I_E (R_{cr} + R_{eq}) - R_{cr} I_{d-}$$

d'où :

$$V_s = \frac{1}{R_{eq}} \left| (E_o + R_o)(I_d + I_o) \right| \left| R_{cr} + R_{eq} \right| - R_{cr} I_{d-}$$

En supposant que la tension de décalage d'entrée est nulle, de même que le courant de décalage d'entrée c'est-à-dire :

$$V_s = 0 \quad E_o = 0 \quad \text{et} \quad I_o = 0 \quad I_{d+} = I_{d-} = I_d$$

Ce qui donne :

$$\frac{R_o}{R_{eq}} (R_{cr} + R_{eq}) I_d = R_{cr} I_d$$

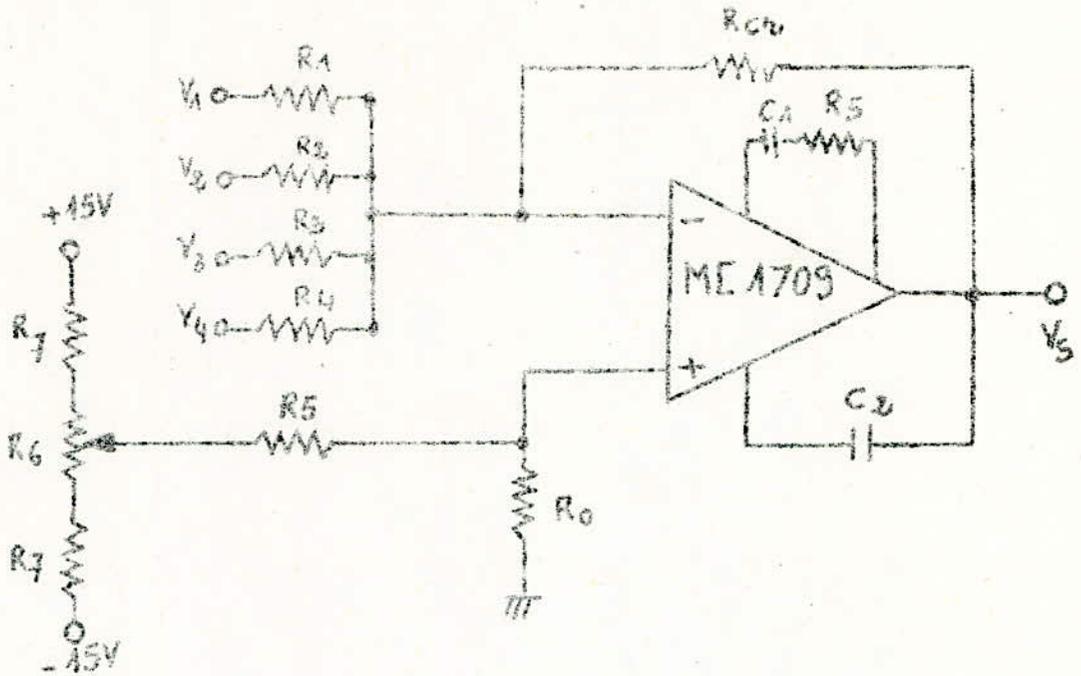


Fig. VIII - 1

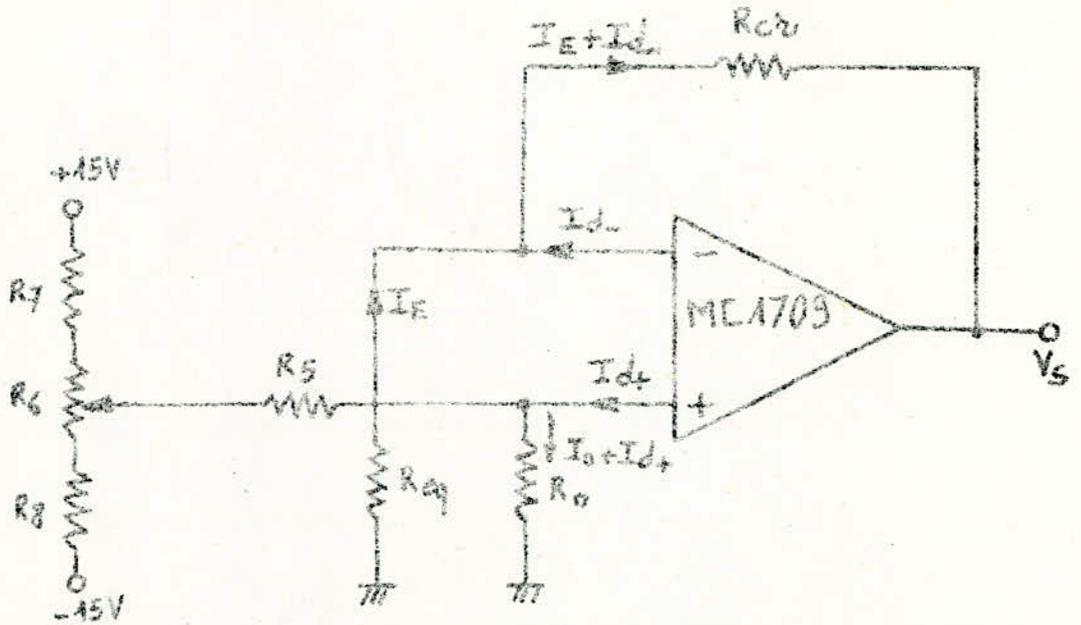


Fig. VIII - 2

Il vient alors :

$$R_o = \frac{R_{cr} R_{eq}}{R_{cr} + R_{eq}}$$

Or  $R_{eq} = \frac{R}{4}$  ce qui implique que  $R_o = \frac{R_{cr} R}{4 R_{cr} + R}$

Application numérique :

Nous avons adopté trois gains 1, 10, 100

Pour  $G = 1$        $R = R_{cr} = 10 \text{ K}\Omega$        $R_o = 2 \text{ K}\Omega$

Pour  $G = 10$        $R = 10 \text{ K}\Omega$        $R_{cr} = 100 \text{ K}\Omega$        $R_o = 2,5 \text{ K}\Omega$

Pour  $G = 100$        $R = 10 \text{ K}\Omega$        $R_{cr} = 1 \text{ M}\Omega$        $R_o \approx 2,5 \text{ K}\Omega$

Nous avons opté pour les trois gains la valeur  $R_o = 2,5 \text{ K}\Omega$

### 3.2.3. Compensation de la tension de décalage d'entrée.

- détermination des éléments  $R_5, R_6, R_7, R_8$

Or, le courant du pont est  $I = 10 I_o$ , et comme le courant de polarisation de l'amplificateur est de  $1,5 \mu\text{A}$  d'où  $I = 15 \mu\text{A}$ .

Par conséquent  $R_t \approx R_6 + R_7 + R_8 = \frac{30 \text{ V}}{15 \mu\text{A}} = 2 \text{ M}\Omega$

Nous avons fixé  $R_7 = R_8 = 33 \text{ K}\Omega$ .

Afin de rendre le courant de polarisation le plus faible possible, nous avons placé un potentiomètre de  $5 \text{ K}\Omega$ .

Pour minimiser le courant d'entrée nous avons choisi  $R_5$  de l'ordre de  $100 \text{ K}\Omega$ .

Nous avons fixé  $R_7 = R_8 = 33 \text{ K}\Omega$

Afin de rendre le courant de polarisation le plus faible possible, nous avons placé un potentiomètre de  $5 \text{ K}\Omega$ .

Pour minimiser le courant d'entrée, nous avons choisi  $R_5$  de l'ordre de  $100 \text{ K}\Omega$

### 3.3. Evaluation de l'erreur pour les différents gains

- a - Gain = 1      Offset = 0,1 mV      (figure VIII - 3)
- b - Gain = 10      Offset = 1 mV      (voir figure VIII - 4)
- c - Gain = 100      Offset = 10 mV      (figure VIII - 5)
  
- d - Conclusion:

Nous remarquons que pour les différents gains et suivant le nombre d'entrée utilisé, l'erreur relative est pratiquement constante, cela est dû au fait que le sommateur est un élément linéaire.

GAIN = 1

OFFSET = 0,1 mV

① : 1 entrée

② : 2 entrées

③ : 3 entrées

④ : 4 entrées

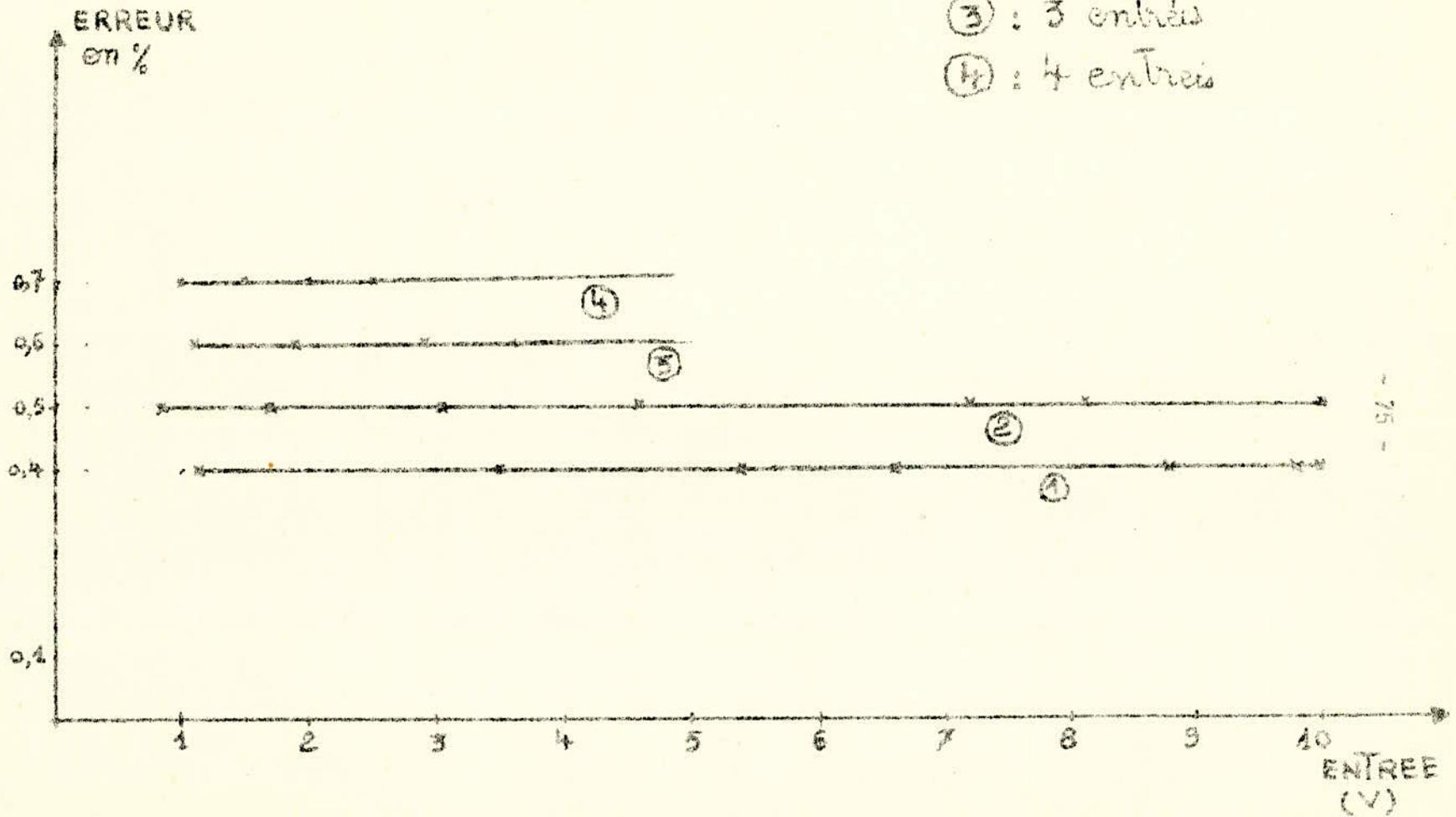


FIGURE VIII - 3

GAIN = 10

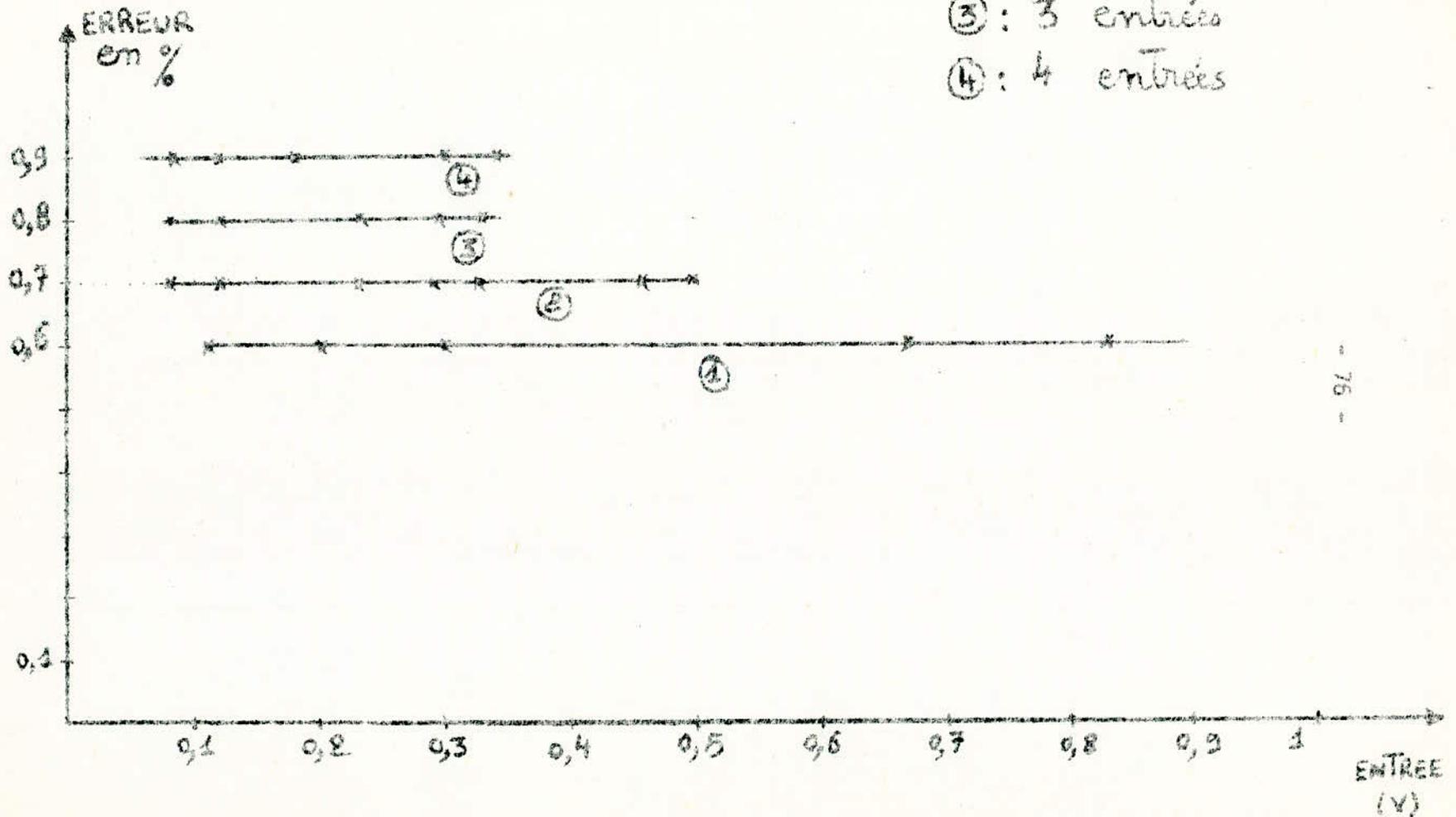
OFFSET = 1mV

①: 1 entrée

②: 2 entrées

③: 3 entrées

④: 4 entrées



- 76 -

FIGURE VIII - 4

GAIN = 100

OFFSET = 10mV

①: 1 entrée

②: 2 entrées

③: 3 entrées

④: 4 entrées

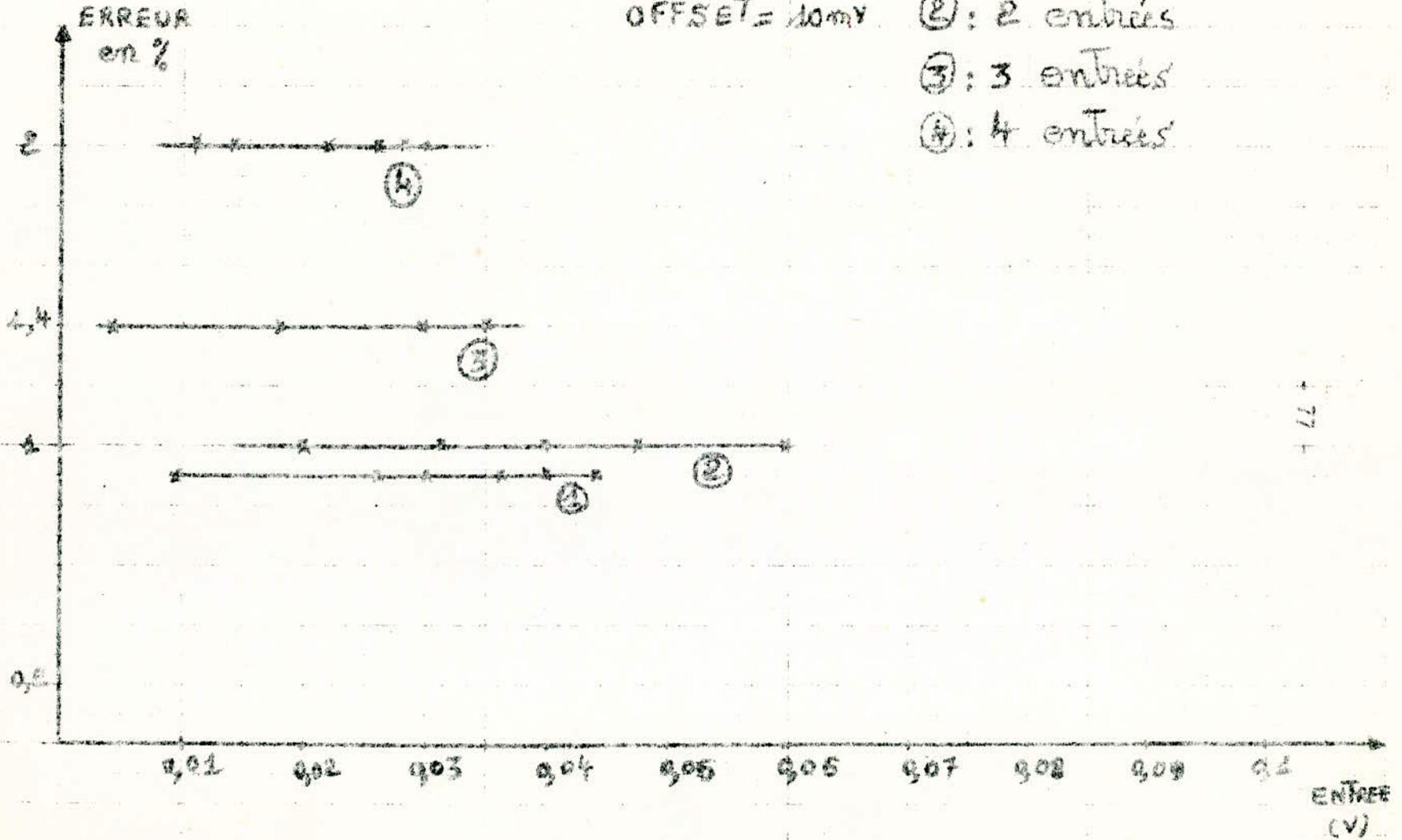


FIGURE VIII - 5

#### 4 - Intégrateur

##### 4 - 1 - Généralités

Les caractéristiques souhaitables pour un amplificateur opérationnel destiné à fonctionner en intégrateur sont les suivantes :

- gain en boucle ouverte très élevée  $G_0 > 10^8$
- impédance d'entrée très élevée  $R > 10^{10} \Omega$
- courant de décalage d'entrée (de l'ordre des pA).
- dérive en température aussi faible que possible (de l'ordre de  $5 \mu V/^\circ C$ ).
- tension de décalage d'entrée (offset) doit être très faible.

De plus, le choix doit se porter aussi sur les composants à savoir les résistances (précision 0,1 %) et les capacités (précision de 1 %). Plus le courant de fuite du condensateur est faible plus le résultat est meilleur.

##### 4.2. Choix de l'amplificateur opérationnel

Le MC 1558 c présente les avantages suivants :

- aucun élément de compensation en fréquence extérieur n'est nécessaire.
- la sortie est protégée contre les éventuels courts-circuits.
- l'entrée ne redoute pas les éventuels bloages qu'introduit la saturation.
- Caractéristiques principales de l'amplificateur opérationnel MC 1558 c

- Gain en tension en boucle ouverte ( $R_f = 10 \text{ K}\Omega$ ) =  $10^5$
- tension de décalage d'entrée (offset) " " " = 2 mV
- courant de décalage à l'entrée ..... " " " = 300 nA
- Résistance d'entré ..... " " " = 1 M $\Omega$
- courant de polarisation ..... " " " = 200 nA
- tension d'alimentation ..... " " " =  $\pm 15 \text{ V}$

Pour remédier à ces caractéristiques précitées ci-dessus, nous avons adopté un montage (figure VIII - 6) où nous utilisons deux amplificateurs, l'un monté en suiveur, l'autre en inverseur de gain 100, et ceci pour obtenir une forte impédance d'entrée (de l'ordre de 200  $k\Omega$ )<sup>†</sup>

Notre montage fonctionne en intégrateur en plaçant une capacité entre la borne d'entrée + de l'amplificateur suiveur et la borne de sortie de l'amplificateur suiveur. (figure VIII - 7).

Ces 2 amplificateur se présentent sous un même circuit intégré, ce qui fait bien l'affaire.

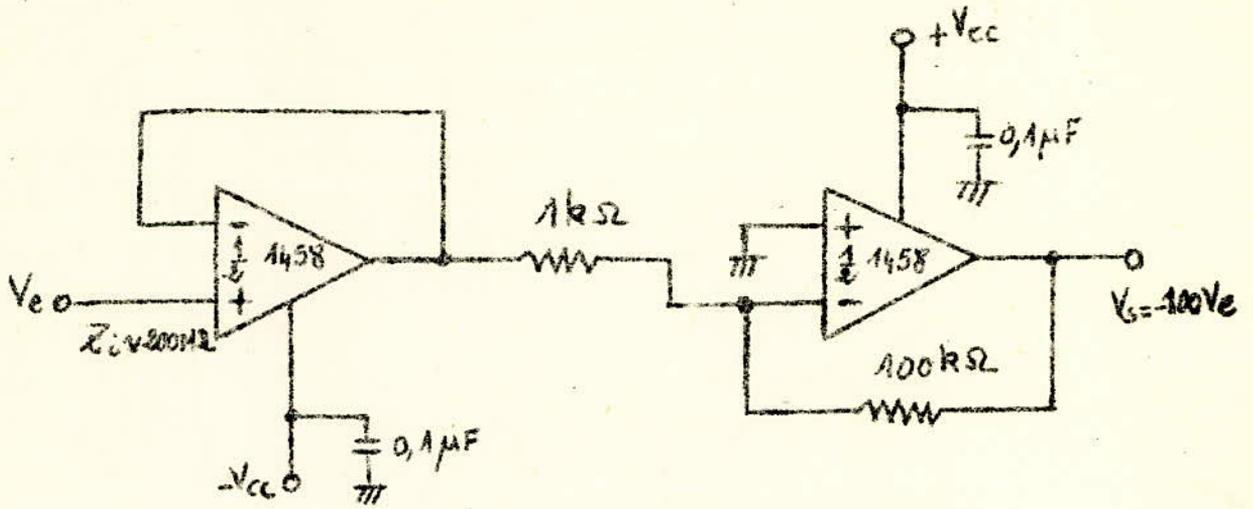


Figure VIII - 6

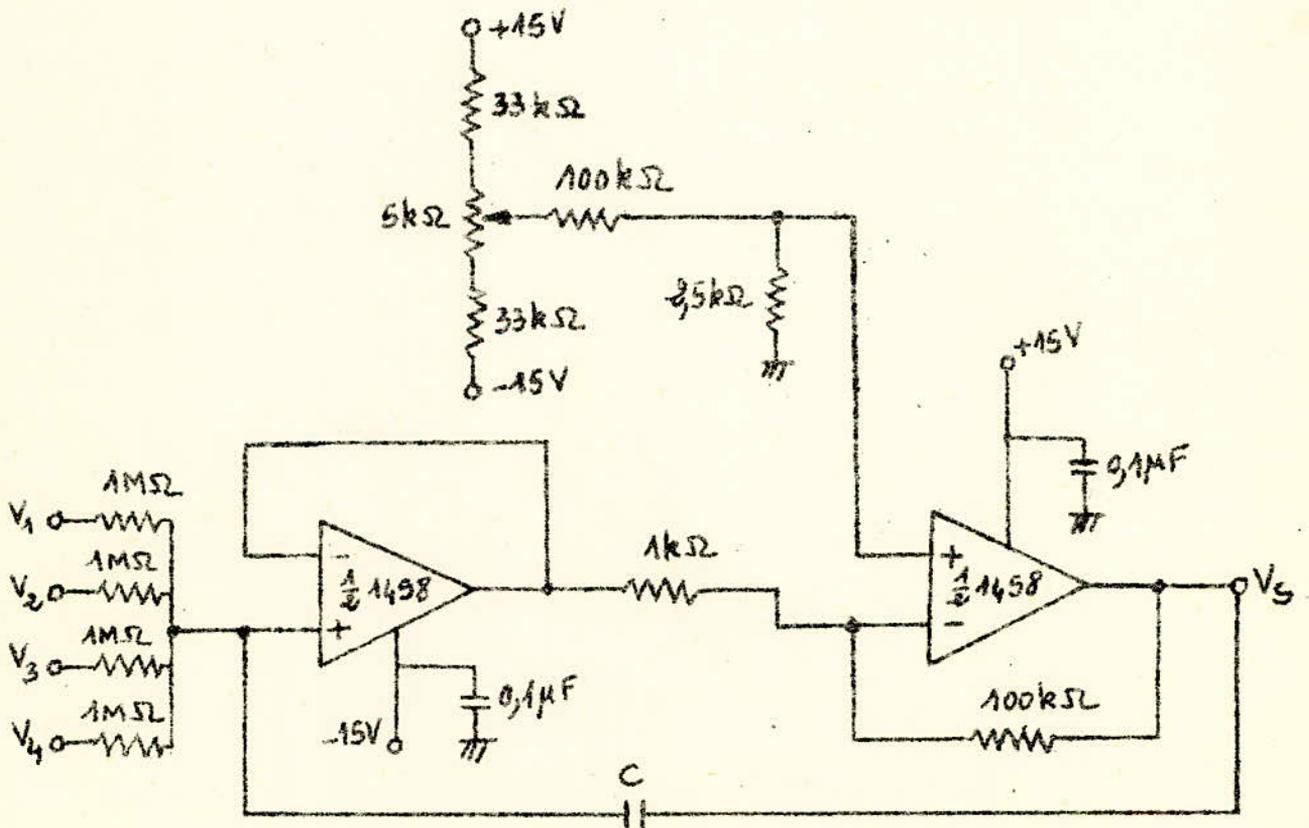


Figure VIII - 7

L'opérateur intégrateur présente trois constantes de temps :

$$\tau_1 = 100 \text{ ms}, \quad \tau_2 = 10 \text{ ms}, \quad \tau_3 = 1 \text{ ms}.$$

La résistance d'entrée étant choisie égale à  $1 \text{ M}\Omega$ , les capacités de contre-réaction prend alors pour valeur  $1\mu\text{F}$ ,  $0,1\mu\text{F}$  et  $10\text{nF}$ .

Notre intégrateur comporte quatre résistances d'entrées identiques et égales à  $1 \text{ M}\Omega$ .

Pour commander nos différentes constantes de temps, on dispose d'un commutateur 3 positions, 3 circuits.

#### 4.3. Condition initiale et mode de calcul

Les intégrateurs sont montés suivant le schéma représenté figure VIII - 8 .

Dans le mode "IC" (condition initiales), la palette H est dans la position 1.

La tension  $V_s(0)$  est appliquée. Le condensateur C se charge avec une constante de temps de 0,01 seconde ( $C = 1\mu\text{F}$ ) ou 1ms ( $C = 0,1\mu\text{F}$ ) ou 0,1ms ( $C = 100 \text{ nF}$ ).

$V_s$  passe de 0 à  $V_s(0)$  suivant la loi

$$V_s(t) = V_s(0) \cdot (1 - e^{-t/\tau}) \quad \tau = RC = \text{constante de temps}$$

Dans le mode calcul, la palette H est en position 2 : le réseau d'entrée est connecté à l'entrée de l'amplificateur.

Toutes les tensions de calcul sont appliquées et les résultats évalués en fonction du temps.

On utilise un relais qui a pour rôle de mettre les intégrateurs en position ou en position conditions initiales suivant qu'il est alimenté ou non.

Le relais utilisé sera de faible consommation (15 mA sous 12 volts).

Il peut donc être placé directement sur le collecteur d'un transistor de commutation genre 2 N 1711.

#### 4.4. Temporisateur (figure VIII - 9)

La fonction temporisation est assurée par un multivibrateur monostable 74121 NcA circuit intégré (technologie TTL)(figure VIII - 10) qui est alimenté à + 5 V. Il est déclenché par son entrée B" trigger de schmidt " qui est spécialement adaptée à l'attaque par une tension variant lentement et irrégulièrement, cependant que l'une des entrées TTL est maintenue en permanence au potentiel de la masse (voir table de vente figure VIII - 11).

Une action sur le pouvoir "déclenchement" rehausse provisoirement le potentiel sur l'entrée B, ce qui provoque le départ d'une impulsion unique à la sortie Q.

La durée de cette impulsion (donc le temps de temporisation) est fixée par la capacité  $C_1$  et la valeur de la résistance R.

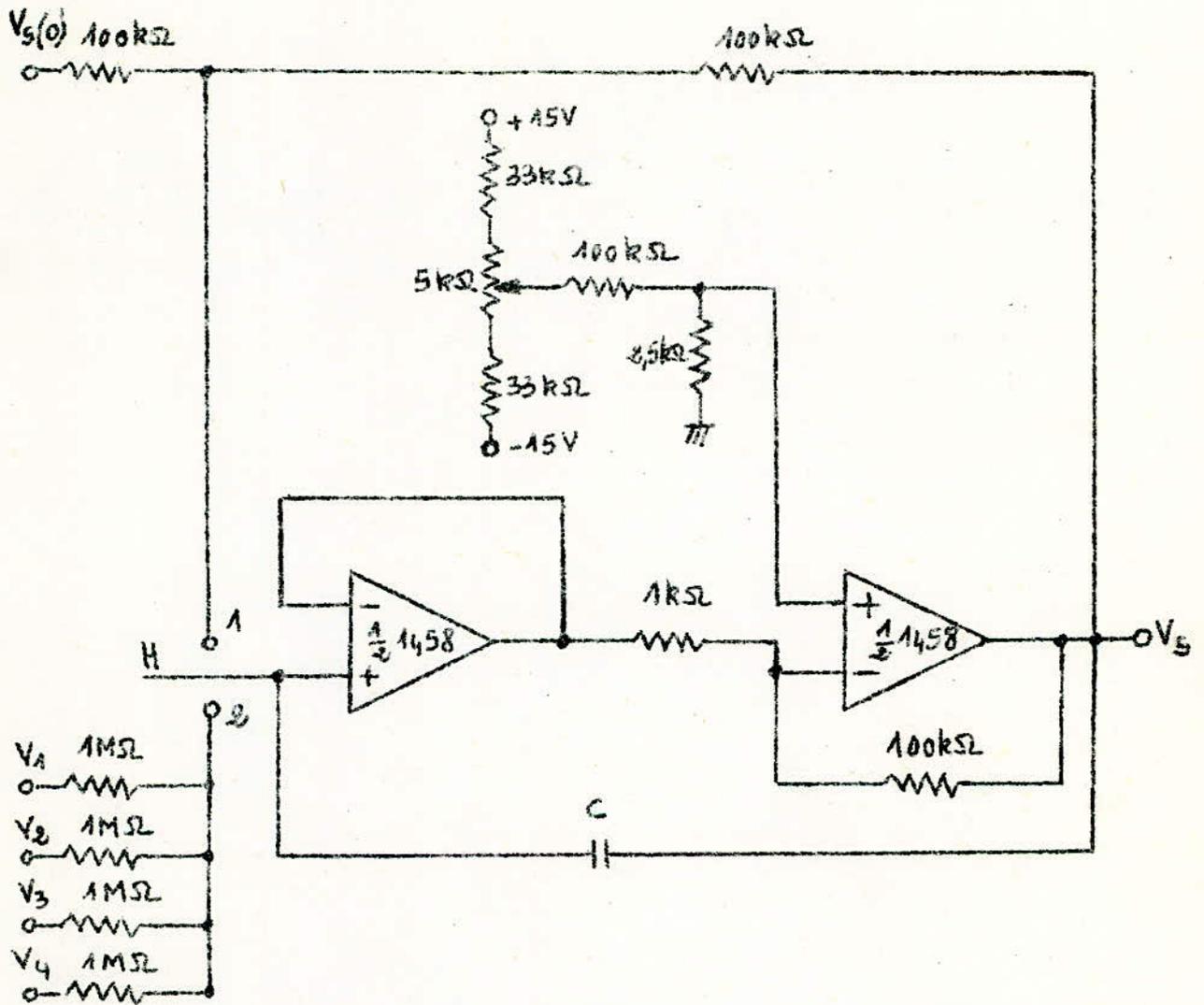


FIG. VIII - 8

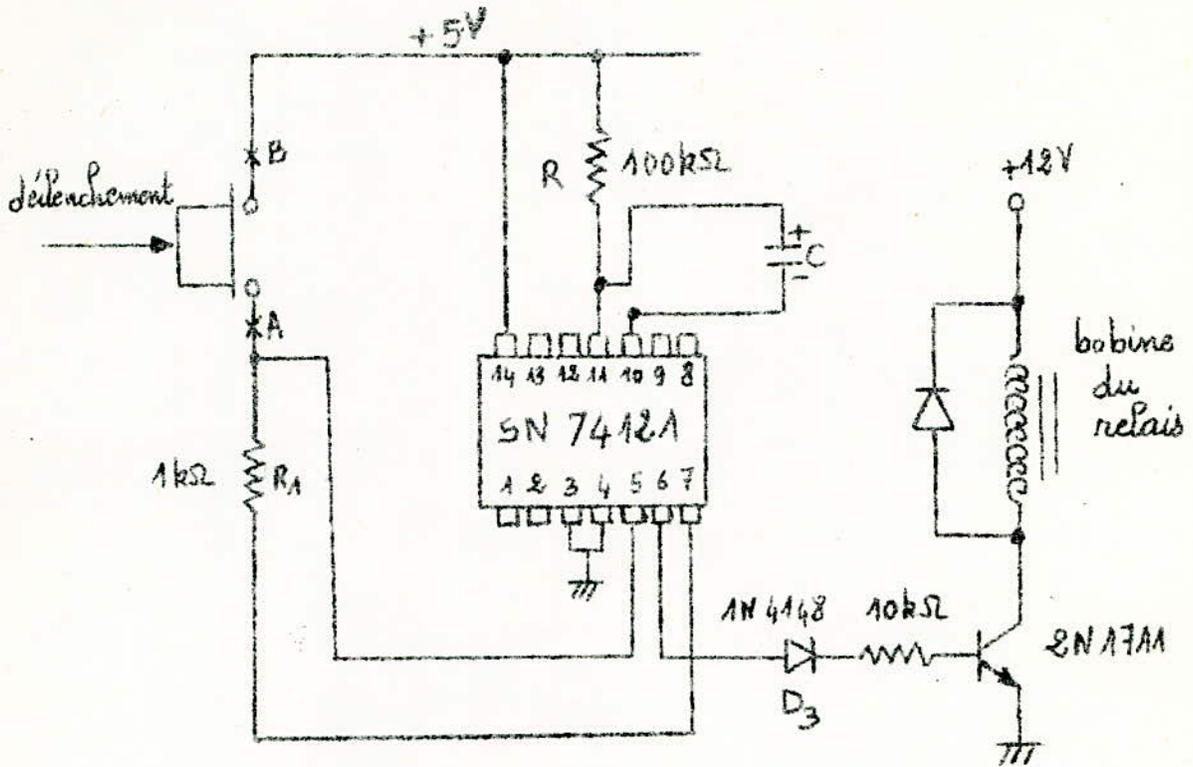


Figure VIII - 9 SCHEMA DE PRINCIPE DU TEMPORISATEUR

Entrées			SORTIES	
A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	B	Q	$\bar{Q}$
(3)	(4)	(5)	(6)	(1)
0	X	1	0	1
X	0	1	0	1
X	X	0	0	1
1	1	X	0	1
1	↓	1	⌊	⌋
↓	1	1	⌊	⌋
↓	↓	1	⌊	⌋
0	X	↑	⌊	⌋
X	0	↑	⌊	⌋

FIG. VIII - 11  
Table de ventre du SN 74121 N  
X : quelconque.

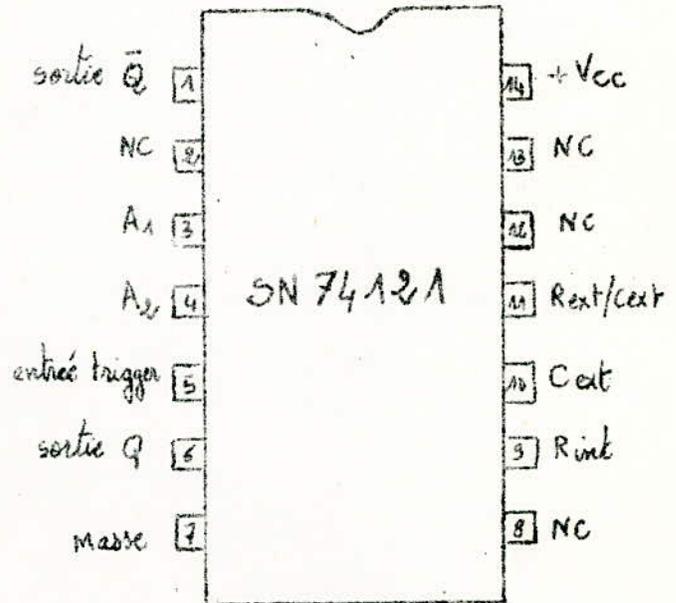


FIG. VIII - 10

Brochage du SN 74121 (Vue de dessus)

On a le droit d'employer les capacités allant jusqu'à 1000 $\mu$ F(10V), ce qui donne les durées d'impulsion de l'ordre de la minute.

Notre montage utilise une capacité (470  $\mu$ F) pour obtenir un temps de 50s.

La sortie Q du 74121 attaque la base du transistor, capable de commuter facilement 0,5 à 1A, ce qui permet de commander de gros relais.

On remarquera la présence de la diode D<sub>2</sub> (1 N 4002) en parallèle sur la bobine du relais, qui protège le transistor des surtensions dues à la self-induction de la bobine (ceci à l'établissement du courant).

#### 4.5. Dispositif de saturation

Nous avons prévu pour la saturation de nos intégrateurs un dispositif de saturation.

Nous avons utilisé deux amplificateurs opérationnels du type MC 1741 CP 1 comme comparateur double. Deux diodes zener, connectées aux deux sorties des 2 comparateurs ramènent la tension de sortie à des niveaux T.T.L.

Les deux sorties sont appliquées aux deux entrées d'un circuit OU, dont la sortie est seule disponible. (figure VIII - 12).

Un tel ensemble, se prête à la comparaison d'une tension à deux autres tensions de référence différentes.

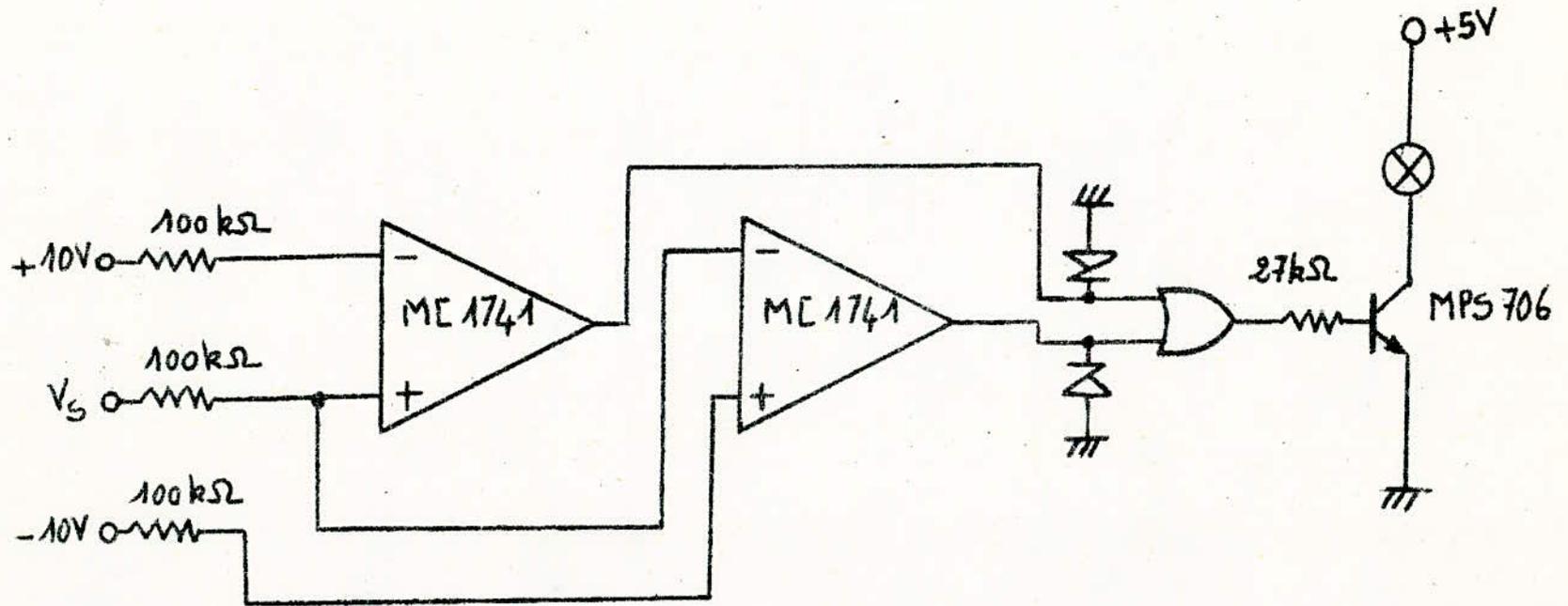


FIG. VIII - 12

Le transistor de commutation genre MPS 706 provoque l'excitation des diodes LED quand la tension  $V_e$  est supérieure à l'intervalle  $-10^V$  et  $+10^V$ .

Quand  $V_e$  est compris entre  $-10^V$  et  $+10^V$ , il y a extinction de la LED.

Les tensions de sortie des deux comparateurs sont basses toutes les deux quand la tension  $V_e$  est comprise entre la borne basse  $-10^V$  et la borne  $+10^V$ . C'est seulement dans ce cas que la tension de sortie du circuit OU est basse, ce qui bloque le transistor T : l'ampoule A n'est donc pas allumée.

Si la tension  $V_e$  descend en dessous de  $-10^V$ , le comparateur (1), ayant une tension plus faible sur son entrée (-) que sur son entrée (+), donne une tension de sortie haute.

La tension de sortie du circuit OU est donc haute et le transistor T, débloqué, provoque l'allumage de l'ampoule A.

Si la tension  $V_e$  monte au dessus de  $+10^V$ , c'est le comparateur (2) dont la tension de sortie va devenir positive, la tension de sortie du circuit OU devient positive et l'ampoule s'allume également.

On voit donc que l'ampoule est éteinte quand  $V_e$  est compris entre les limites choisies  $-10^V$  et  $+10^V$ , elle est allumée quand  $V_e$  sort de cet intervalle soit en haut, soit en bas.

## 5 - Multiplieur.

Le multiplieur qu'on a adopté est le MC 1595 dont les caractéristiques sont donné par les notes d'application MOTOROLA.

Il est de type analogique où la sortie est un produit linéaire de deux tensions d'entrées.

Il présente :

- une excellente stabilité vis-à-vis de cette température
- une excellente linéarité : 2 % d'erreur maximale à l'entrée
- une excellente linéarité : 4 % " " " à la sortie
- une bande passante à - 3dB de l'ordre de 1 MHz
- des entrées pour compenser la tension de décalage aux entrées X et Y et la sortie.

### 5.1. La mise au point

#### A - En continu

- (a) - Mettez  $V_x$  et  $V_y$  à la masse et ajustez  $P_4$  (offset de sortie) de telle façon à savoir à la sortie zéro volt.
- (b) - Placer  $V_x = V_y = 1$  V et ajustez  $P_1$  et  $P_2$  (offset d'entrée) de façon à avoir  $V_s = 0,1$  volt.
- (c) - Injectez 10 volts à l'entrée  $V_x$  et  $V_y$  et ajustez  $P_3$  (facteur d'échelle) de façon à avoir ( $V_s = - 10$  volts).

Répétez l'expérience autant de fois qu'il est nécessaire.

B - En alternatif

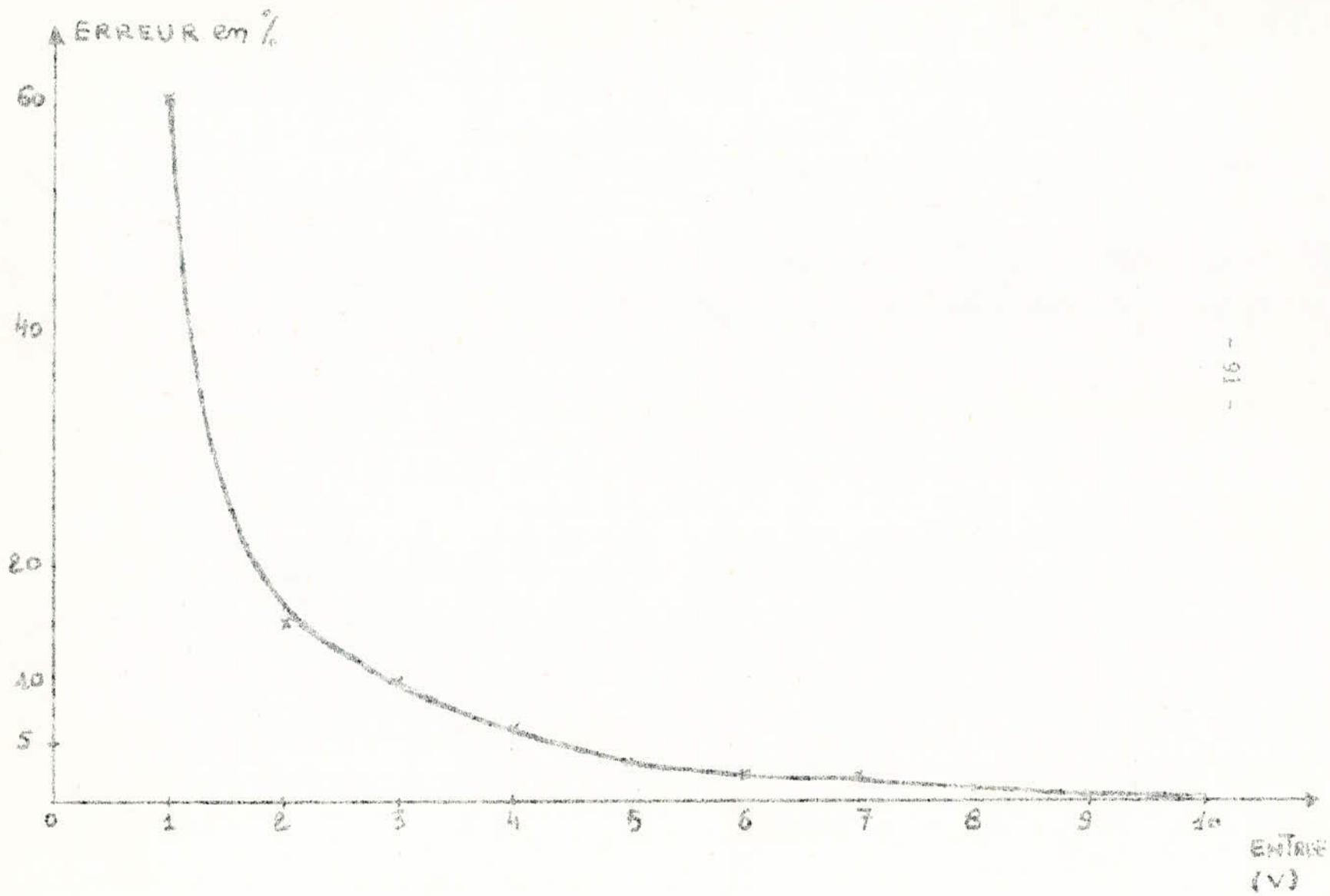
- (a) - Connectez l'oscillateur (1 KHZ, 15 V<sub>pp</sub>) à l'entrée.
- (b) - Sortie magnétique à 2 KHZ avec un voltmètre accordé.
- (c) - Accorder le voltmètre et ajuster P<sub>1</sub> pour minimiser la tension de sortie.
- (d) - Injectez un signal, mettre le spot sur l'axe horizontal ensuite sur la position dc pour avoir le signal symétrique par rapport à l'axe horizontal.

Répétez l'expérience autant que possible pour avoir des meilleurs précisions.

On remarquera qu'il y a aucun condensateur dans le montage, car le moindre déphasage fausserait la manipulation.

5.2. Evaluation de l'erreur (voir figure

ENTREE (v)	SORTIE (v)	ERREUR EN %
1	0,16	60
2	0,46	15
3	0,99	10
4	1,70	6
5	2,59	3,6
6	3,69	2,5
7	4,98	2
8	6,47	1
9	8,14	0,4
10	9,98	0,2



- 91 -

FIG. VIII - 13

## 6 - Diviseur

Nous avons opté pour le diviseur à 2 cadrans donné dans la note d'application MOTOROLA.

Le multiplieur étant placé en réaction sur un amplificateur opérationnel.

### 6.1. La mise au point

- (a) - Mettez  $V_Z = 0$  et ajustez le potentiomètre  $P_4$  (de sortie) jusqu'à avoir la tension de sortie égale à une constante pas nécessairement zéro quand  $+1V < V_x < +10V$ .
- (b) - Gardez  $V_Z$  à zéro fixé  $V_x = +10V$  et ajustez  $P_1$  (entrée) jusqu'à ce que  $V_s = 0$ .
- (c) - Laissez  $V_x = V_Z$  entre  $+1V$  et  $+10V$  et ajustez  $P_2$  (entrée) jusqu'à ce que la tension de sortie devienne constante pas nécessairement zéro.
- (d) - Mettez  $V_x = V_Z$  et ajustez le facteur d'échelle  $P_3$  jusqu'à ce que la valeur moyenne de la tension de sortie soit égale à  $-10V$ .

Répétez l'expérience pour avoir de bonnes performances.

6.2. Evaluation de l'erreur

ENTREE (V)	SORTIE REELLE (V)	$V_s$ EXPERIMENTALE.	ERREUR EN %
1	10	10,27	12
2	"	9,33	11,9
3	"	9,10	11,7
4	"	9	11,4
5	"	8,93	11,1
6	"	8,89	10,7
7	"	8,86	10
8	"	8,83	9
9	"	8,81	6,7
10	"	8,80	2,7

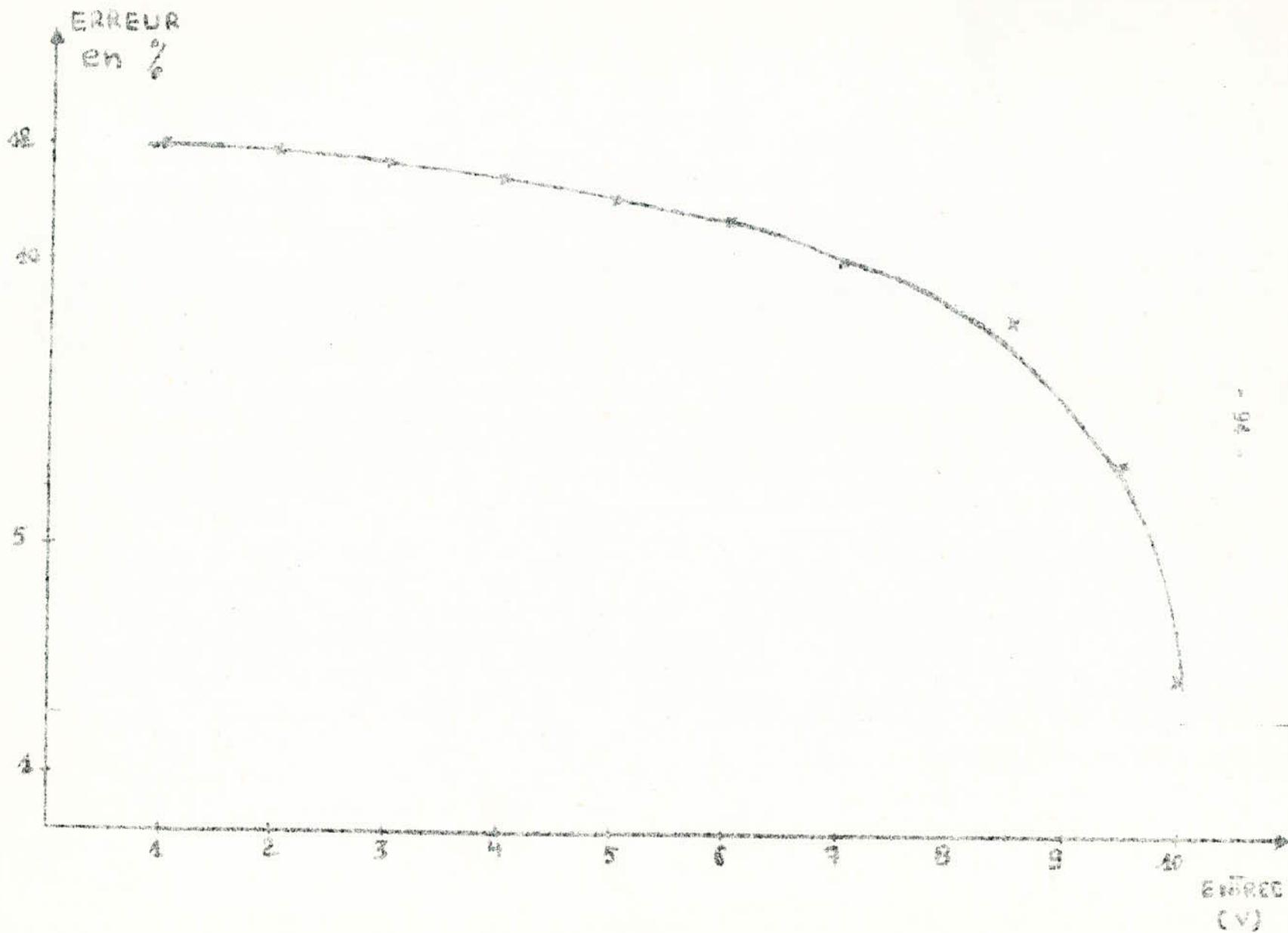


FIG. VIII - 14

## 7 - Source de référence ( $\pm 10$ )

### 7.1. Montage (Fig. 1 et 2).

### 7.2. But de la source de référence

Les références de tension, fournissant une valeur positive et une valeur négative  $V_e$  ( $\pm 10$  volts dans notre cas) équilibrées avec un degré de précision supérieurs à la précision des éléments passifs (dans notre calculateur son erreur est de 1 % alors que les éléments passifs sont de 10 %).

### 7.3. Fonctionnement

Le fet est monté en générateur de courant constant de telle façon à alimenter la diode zener.

La diode 1 N 756 A a pour rôle de compenser l'offset de température de la diode zener. Le potentiomètre de 100K sert à régler le courant de la diode zener.

Comme amplificateur idéal aucun courant ne le traverse donc d'après le pont diviseur. (figure - 3).

$$V_{d-} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad V_s = V_g \quad V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_z.$$

../

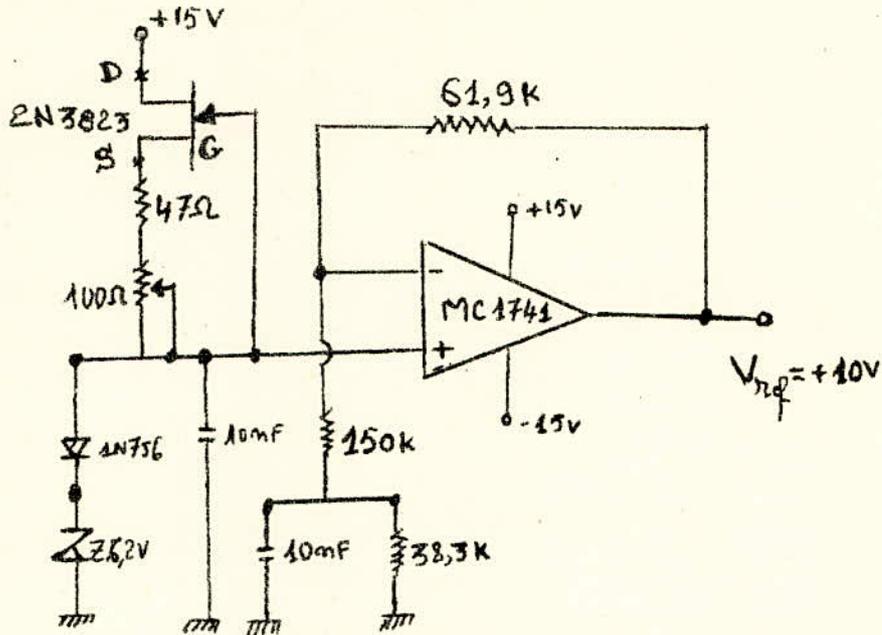


Fig. 1

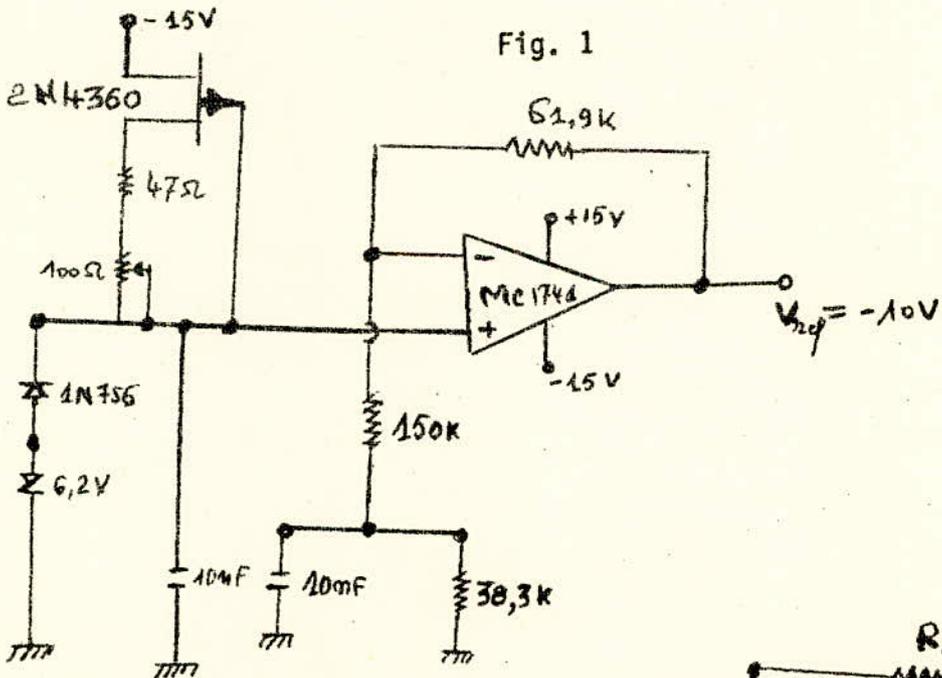


Fig. 2

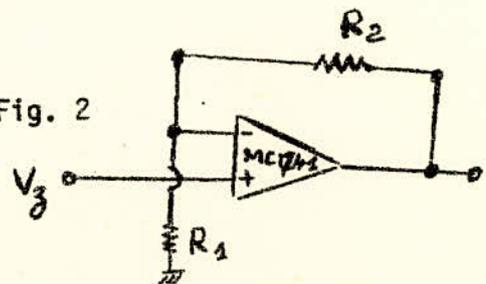


Fig. 3

## 8 - Alimentation

### a - Schéma de principe. (figure VIII - 13)

A partir du 15 volts, les régulateurs MC 7812 CP et MC 7805 vont fournir le potentiel + 12 V et + 5 V respectivement.

Ensuite à partir du -15 volts, le régulateur MC 7905 CP va fabriquer le - 5 V.

Aux bornes des électrodes du régulateur, on soude des condensateurs non polarisés pour supprimer toute oscillation du régulateur.

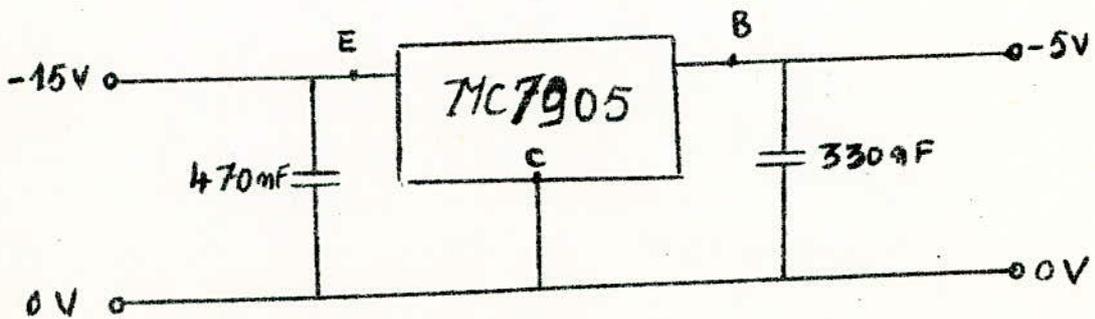
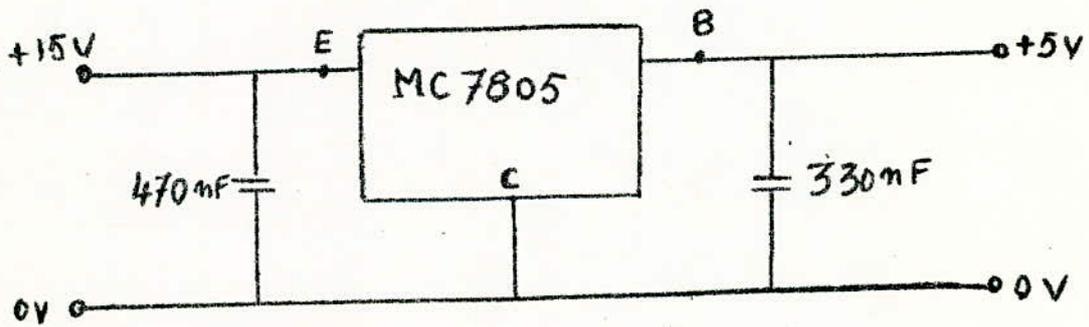
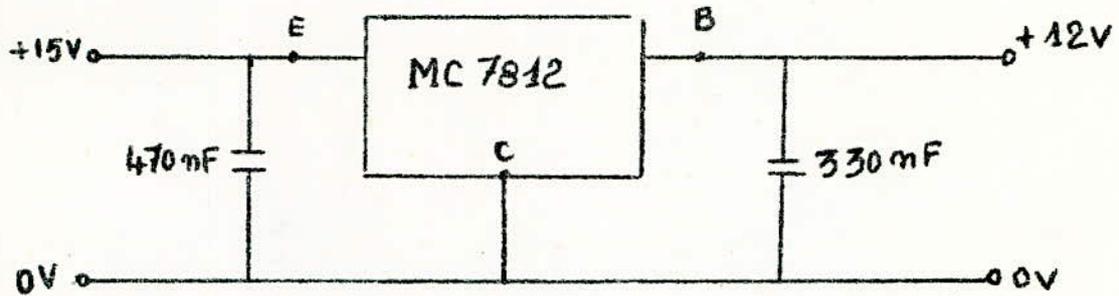


FIG. VIII - 13

### Générateur de Fonction. (figure 1)

Dans ce qui suit, nous allons présenter un générateur de Fonction à approximation dont les signaux d'entrées et de sorties sont rattachés par une caractéristique segmentaire.

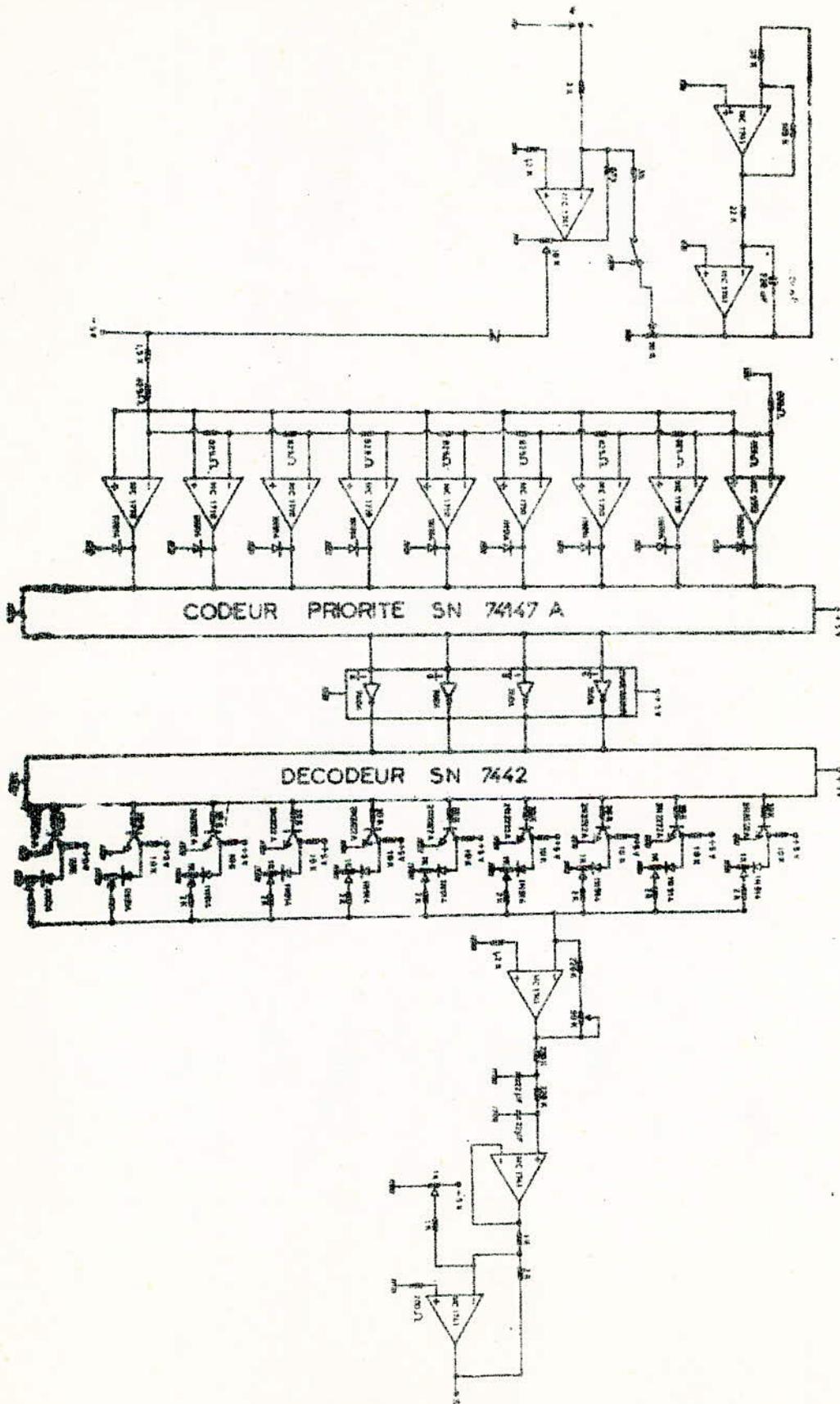
La génération d'une fonction analogique à partir d'une entrée variable possède plusieurs applications, essentiellement dans le domaine de la simulation analogique de phénomènes physiques. Un générateur de signaux triangulaires est composé par l'Amplificateur OA1 monté en contre-réacteur positif,  $RC = 4,84ms$  suivi d'un intégrateur (OA2) de constante de temps  $V$  ( $R = 22K\Omega$  et  $C = 220nF$ ).

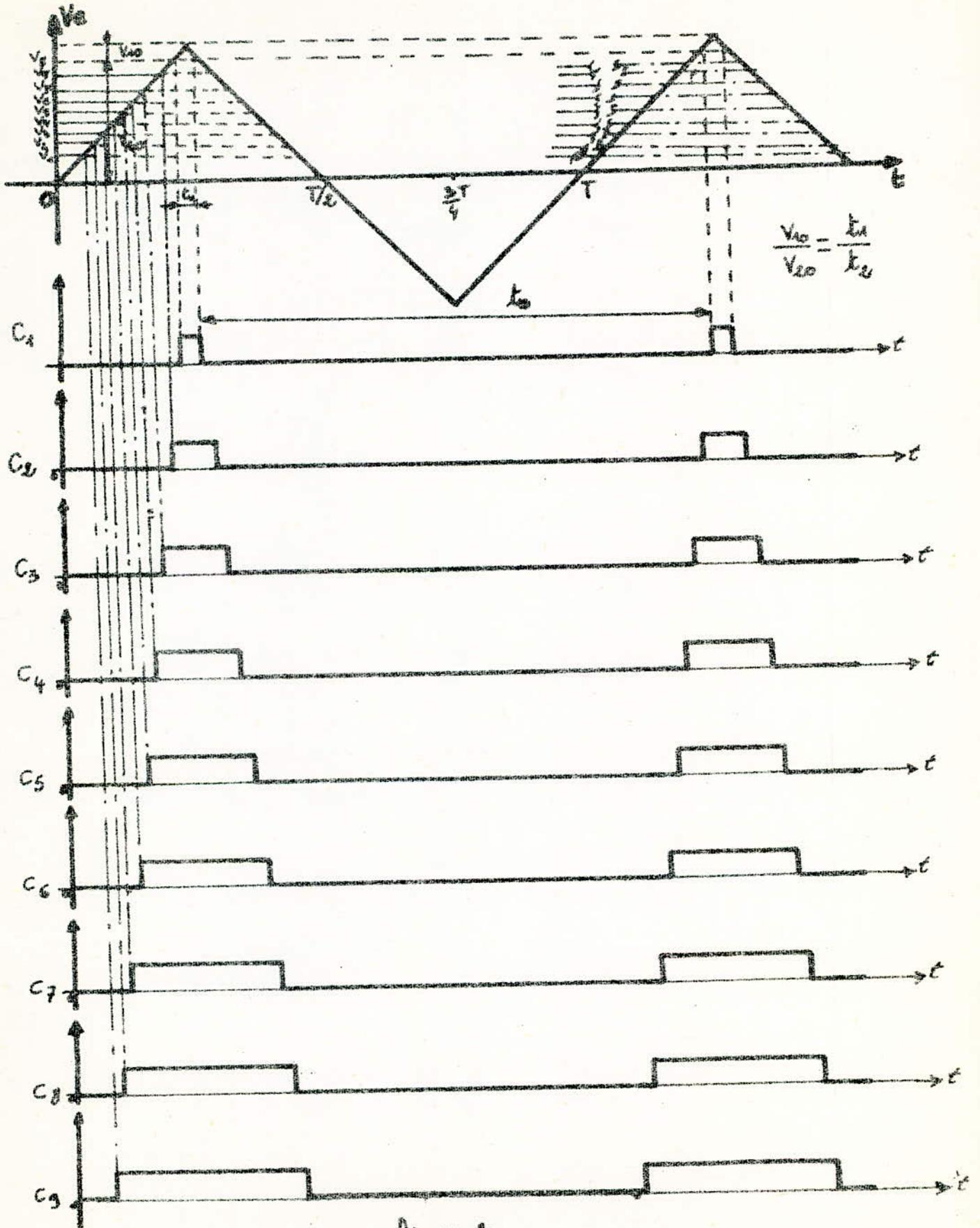
L'Amplificateur OA<sub>3</sub> monté en Amplificateur sommateur de Gain 2,2 permet d'Amplifier les signaux provenant du générateur de signaux triangulaire ou par un signal extérieur, ou enfin par la sommation du signal interne et externe. Cet amplificateur attaque une batterie de comparateurs. Chaque comparateur est placé de manière à changer d'état au fur et à mesure que le niveau de tension à l'entrée s'élève. Les 9 comparateurs ainsi associés, présentent à leur sortie une quantification du signal d'entrée. La quantification est telle que, l'on dispose de 9 niveaux différents, représentant des tensions de ruptures allant de 1,2,3...,9 Volts. (figure 2).

La sortie de chaque comparateur délivre une information logique (à sortie  $T_T = 2u5V$ ) qui est introduite à un codeur de priorité (SN 74177A), qui autorise le codage de l'information qui se présente la première.

La sortie de ce codeur à circuit intégré logique contient une information numérique, qui représente à un instant donné la valeur analogique à l'entrée.

GENERATEUR DE FONCTIONS





- figure 2 -

Il est à noter que le code de sortie du SN 74147 est le code Décimal-Binaire inversé d'où la présence des quatre inverseurs type SN 7104. Un décodeur permet de décoder l'information qui se présente à l'entrée du SN7442.

Chaque sortie du SN7442 attaque un transistor, chargé par un potentiomètre qui permet à l'utilisateur d'ajuster la caractéristique désirée. Les niveaux de tensions alors amplifiés et sommés par un amplificateur sommateur.

Un filtre du second ordre, composé d'élément RC assura le lissage de la fonction composée. Le résultat qui suit apparait à la sortie d'un étage amplificateur.

On constatera la présence d'un étage tampon composé de l'Amplificateur Opérationnel (B) ainsi il est possible de générer une fonction relativement complexe à partir des 10 points de rupture.

On remarquera, que les points de rupture sont tous ajustables séparément. Cela signifie que pratiquement n'importe quelle caractéristique ou fonction peut être approchée.

Ce générateur de fonctions est d'autant plus performant si l'on étudie soigneusement l'effet d'hystérésis des comparateurs qui constitue l'élément essentiel du système. Cette technologie hybride présente des avantages certains, d'une part une mise au point rapidité accroît la précision, et permet de développer le système au delà de neuf niveaux de ruptures.

C O N C L U S I O N

=====

Nous nous étions donc proposé de construire une machine à calcul Analogique de capacité moyenne présentant certaines qualités en particulier, clarté du panneau de câblage, sélection de Gain sur les Amplificateurs, dispositif de saturation des Intégrateurs.

Cependant, l'existence de la dérive en température pourra être considérablement diminuée, en utilisant une configuration plus élaborée de la compensation.

Afin d'augmenter les capacités de ce calculateur; nous avons étudiés la possibilité d'ajouter des éléments linéaires tels que diode, Transistors etc...

Ce calculateur présente un aspect pédagogique, il peut être utilisé pour des manipulations soit au :

- Centre des Sciences et de la Technologie Nucléaires (CSTM) pour élèves-Chercheurs.

soit auX:

- Universités

soit auX:

- Ecoles d'Ingénieurs.

## BIBLIOGRAPHIE

- R. DUGEHAULT - L'amplificateur opérationnel  
Librairie Parisienne de la Radio 1973
- R. DAMAYE - L'amplificateur opérationnel  
Editions Radio 1974
- J. HELEIN - Calcul Analogique et Hybride  
E.S.E. 1969
- N. STEINBERG - Calcul Analogique et Calcul Hybride  
E.S.E. 1967
- M. DANLOUX - DUMESNILS - Le Calcul Analogique par Courants  
Continus  
DUNOD 1964.
- - - - -