

UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

※

23/81

2ex

INGENIORAT EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

※



MESURES ET AMELIORATIONS DES CARACTERISTIQUES DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

Proposé par :

M. KACIMI

Etudié par :

Melle H. KHENCHELAOUI

Mr. K. HAMIDI

FEVRIER 1981

THE UNIVERSITY OF CHICAGO

1911

UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

—*—

INGENIORAT EN ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

—*—

**MESURES ET AMELIORATIONS DES CARACTERISTIQUES
DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS**

Proposé par :

M. KACIMI

Etudié par :

Melle H. KHENCHELAOUI

Mr. K. HAMIDI

FEVRIER 1981

....DEDICACES....

H . Kamal

- A mes Parents à qui je dois tout .
- A ma Femme .
- A mes Beaux Parents .
- A mes Frères et Beaux Frères .
- A mes Soeurs et Belles Soeurs .
- A mes Neveux et Nièces .
- A toute ma Famille .
- A tous mes Amis .



K . Houria

- A ma Mère .
- A mes Amis (es) .

AVANT PROPOS

Ce présent travail à été réalisé au Centre des Sciences et de la Technologie Nucléaire d'ALGER.

Nous remercions vivement Monsieur KACIMI pour nous avoir accueillis dans sa division et pour nous avoir guidé, encouragé, conseillé tout au long de ce travail.

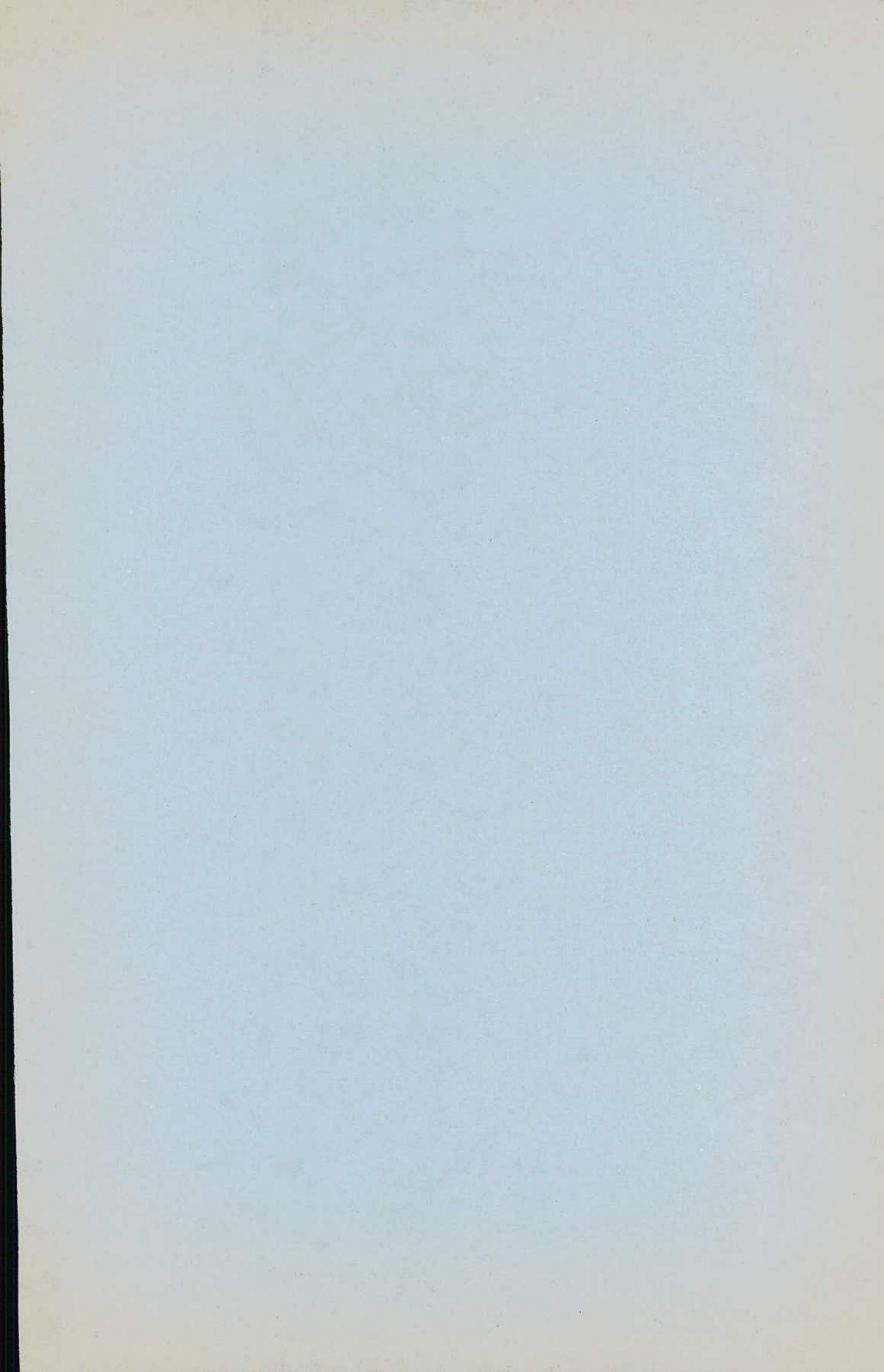
Qu'il veuille bien trouver en ces lignes notre profonde et sincère gratitude .

Nous avons été sensible à l'intérêt que Messieurs ABERKANE, JARMOT ,OUGGINI ont porté à notre travail .

Nous les remercions pour leurs nombreuses suggestions et précieux conseils .

Nos remerciements vont aussi au personnel du labo -photo, au personnel du service ronéo pour leur assistance technique .

Que tous ceux qui nous ont aidé dans nos études et tous ceux qui ont contribué à l'élaboration de ce travail trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et de notre gratitude .



S O M M A I R E

INTRODUCTION :

CHAPITRE I - Etude Générale de l'Ampli O.P idéal

- I.1. Introduction
- I.2. Constitution d'un Ampli O.P
- I.3. Etude détaillée d'un ampli O.P MC 15.30
 - I.3.1. Etude de l'étage différentiel d'entrée
 - I.3.1.a. Introduction
 - I.3.1.b. Etude de la source à courant constant
 - I.3.1.c. Etude de l'Ampli différentiel d'entrée
 - I.3.2. Etude de l'étage différentiel intermédiaire
 - I.3.3. Etude de l'étage émetteur-suiveur
 - I.3.4. Etude de l'étage de sortie
- I.4. Montages fondamentaux
 - I.4.a. Introduction
 - I.4.b. cas idéal
 - I.4.b.1. Les comparateurs
 - I.4.b.2. Etude de l'Ampli Inverseur
 - I.4.b.3. Etude de l'Ampli non inverseur

CHAPITRE II. Caractéristiques de l'Amplificateur Opérationnel.

- II.1. Définition
- II.2. Caractéristiques statiques de l'Amplificateur Opérationnel
 - II.2.1. Introduction
 - II.2.2. Gain en boucle ouverte G_o
 - II.2.3. Impédance différentielle d'entrée
 - II.2.4. Impédance d'entrée en mode commun
 - II.2.5. Impédance de sortie
 - II.2.6. Tension et courant de décalage d'offset
 - II.2.6.a. Tension de décalage à la sortie
 - II.2.6.b. Tension de décalage à l'entrée
 - II.2.6.c. Courant de décalage à l'entrée
 - II.2.7. Courant de polarisation
 - II.2.8. Dérive
- II.3. Caractéristiques Dynamiques de l'Ampli O.P.
 - II.3.1.1. Introduction
 - II.3.1.2. Fonction de transfert.
- II.4. Caractéristiques Dynamiques
 - II.4.1. Rapport de Réjection en mode commun
 - II.4.2. Comportement en fréquence
 - II.4.3. Slew Rate
 - II.4.4. Produit Gain - Bande.

CHAPITRE III. Mesures des caractéristiques de l'Amplificateur Opérationnel.

III.1. Introduction

III.2. Mesure de la tension de décalage V_d

III.3. Mesure des courants de décalage et de Polarisation.

III.3.1. Introduction

III.3.2. Mesure de I_+

III.3.3. Mesure de I_-

III.3.4. Mesure du courant de décalage I_D

III.3.5. Mesure du courant de Polarisation I_P

III.4. Mesure du Gain en boucle ouverte G_o

III.5. Mesure de l'impédance d'entrée

III.6. Impédance d'entrée en mode commun Z_m

III.7. Mesure de l'impédance de sortie Z_s

III.8. Mesure du rapport de Rejection en mode commun

III.9. Mesure de Slew - Rate

III.10. Mesure du produit Gain - bande.

CHAPITRE IV . Amélioration des caractéristiques d'un Amplificateur Opérationnel

IV.1. Introduction

IV.2. Augmentation de l'impédance d'entrée

IV.3. Diminution de l'impédance de sortie

IV.4. Saturation à l'entrée avec inversion

IV.5. Limitation de la tension d'entrée

IV.6. Protection contre une inversion accidentelle des tensions d'Alimentation.

IV.7. Protection contre les surcharges et les courts-circuits à la sortie.

IV.8. Compensation de la tension de décalage à l'entrée

IV.9. Compensation des déséquilibres dûs au courant de Polarisation.

IV.9.1. Montage utilisant un potentiomètre

IV.9.2. Montage dit universel

CHAPITRE V. Etude et réalisation d'une Alimentation stabilisée

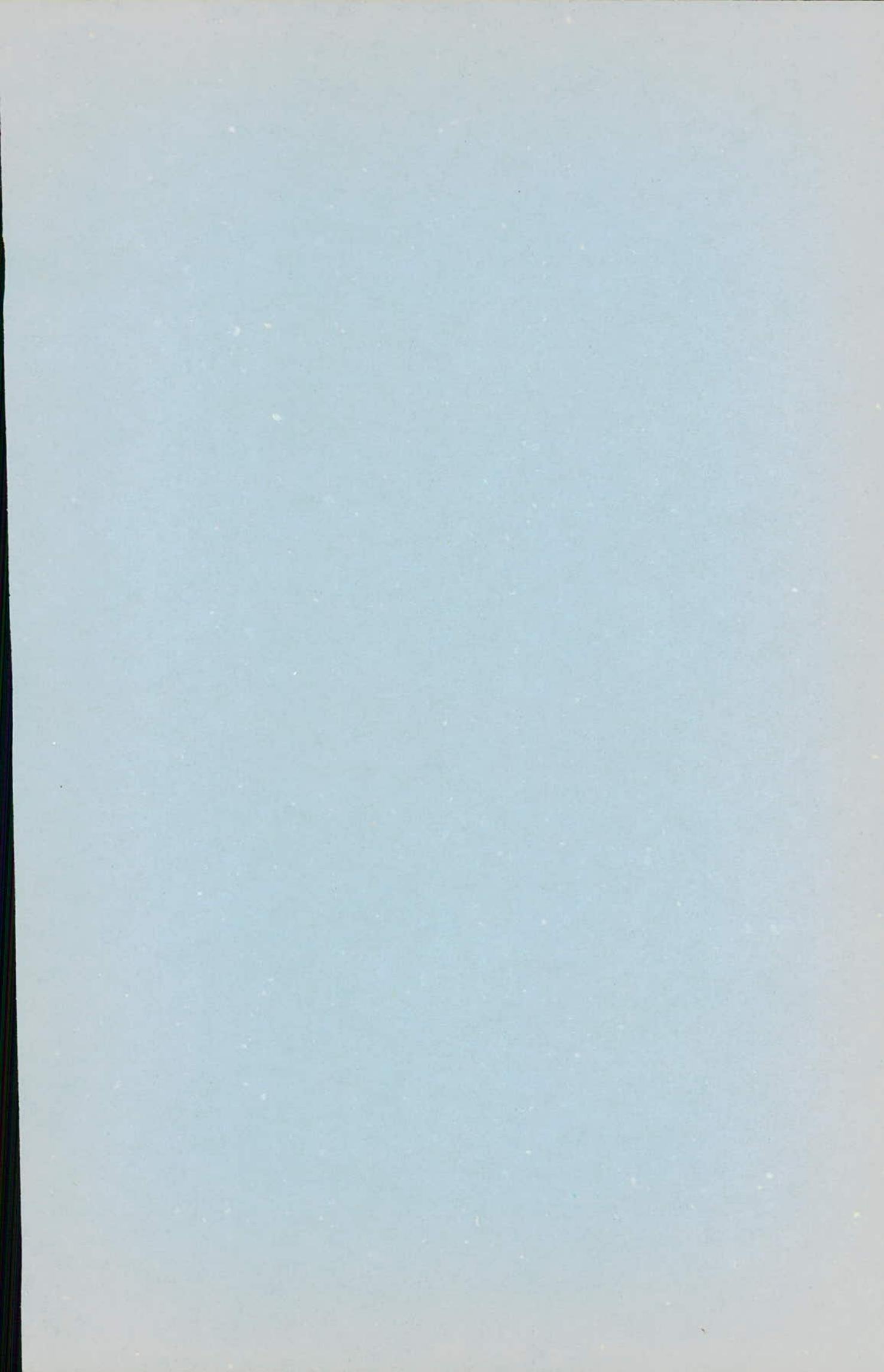
V.1. Introduction

V.2. Etude du transformateur

V.3. Redressement

V.4. Filtrage

V.5. Stabilisation .



Notre travail consiste en l'étude, la mesure et l'amélioration des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel (A.O.).

L'intérêt d'un tel travail réside dans le fait que l'A.O. constitue à l'heure actuelle un composant électronique dont l'utilisation s'étend pratiquement à tous les domaines de l'électronique.

La possibilité qu'offre un tel composant de réaliser toutes les opérations mathématiques telles que : addition, multiplication, dérivation, intégration, etc... en fait un élément de base dans tous les instruments analogiques.

De même, la possibilité qu'il offre en tant que comparateur est mise à profit dans certaines réalisations qui relèvent de traitement numérique.

Ce composant trouve aussi sa place dans les systèmes d'asservissement.

En un mot, on peut dire de l'A.O. qu'il est pratiquement universel.

Etant donné les exigences de plus en plus poussées, recherchées par les utilisateurs, il conviendra, pour certaines applications particulières, de mettre sur le marché de l'électronique des A.O. dont les caractéristiques se rapprochent de plus en plus des cas idéaux.

Il va de soi que, à toute performance exigée, est associé un prix, de sorte que le choix d'un A.O. dépend généralement d'un compromis entre les deux paramètres précédents.

Notre travail consiste à montrer qu'il est possible d'obtenir un élément dont les caractéristiques se rapprochent du cas idéal en partant d'un composant initialement conçu pour présenter des caractéristiques très modestes.

Cette étude sera divisée en cinq parties :

- Dans une première partie réservée à l'étude générale d'un A.O., nous présenterons l'intérêt de l'A.O. ainsi que sa composition.

La deuxième partie axée sur l'étude des caractéristiques statiques et dynamiques d'un A.O., nous permettra de présenter toutes les grandeurs qui caractérisent le fonctionnement de ce dernier.

- La troisième partie intitulée mesures des caractéristiques d'un A.O. consistera en une présentation des différentes méthodes de mesures expérimentales des caractéristiques définies dans le paragraphe précédent. Il va de soi que dans cette partie, la méthode de mesures expérimentales des caractéristiques définies dans le paragraphe précédent. Il va de soi que dans cette partie, la méthode de mesure décrite sera mise à profit pour déterminer la valeur des paramètres d'un amplificateur de base préalablement choisi. Ces valeurs expérimentales ainsi obtenues seront comparées à celles fournies par le constructeur en tenant compte des dispersions généralement indiquées par ce dernier.

- Dans la quatrième partie, nous présenterons certaines méthodes permettant d'améliorer les caractéristiques les plus importantes de l'A.O. Cette présentation théorique sera suivie de réalisations pratiques permettant les améliorations suggérées.

La comparaison entre les résultats fournis par le calcul et l'expérience nous permettra d'apprécier la qualité de l'amélioration.

- La partie expérimentale nécessitant la polarisation des éléments étudiés, nous ont été conduits à étudier et à réaliser une alimentation stabilisée dont les caractéristiques seront fournies dans la cinquième et dernière partie.

I- ETUDE GENERALE DE L'AMPLI-OP-IDEAL

I.1- INTRODUCTION

Un ampli OP Idéal est caractérisé par :

- un gain en tension G_v infini,
- une impédance d'entrée Z_e infinie,
- une impédance de sortie Z_s nulle,
- une bande passante B infinie,
- une insensibilité absolue à toute variation de température,
- une tension de sortie nulle en l'absence de signal d'entrée.

La figure (I.1) donne le schéma symbolisant un ampli OP.

On y remarque la présence de :

A- Deux entrées E_1 et E_2 destinées à recevoir les signaux d'entrée V_{e1} et V_{e2} .

1- L'entrée E_1 notée (-) est dite "inverseuse" car tout signal qui lui est appliqué donne naissance à une tension de sortie déphasée de 180° par rapport au signal d'entrée V_{e1} .

2- L'entrée E_2 marquée (+) est dite non "inverseuse" car tout signal qui lui est appliqué donne naissance à un signal de sortie en phase avec le signal d'entrée.

B- d'une sortie unique S destinée à recueillir le signal de sortie V_s .

C- de deux pôles permettant la polarisation de l'ampli OP,

1- L'un des pôles noté + V_{cc} est destiné à recevoir la tension continue positive de polarisation + V_{cc} ,

- 2- L'autre marqué - V_{ee} est prévu pour recevoir la tension continue négative de polarisation - V_{ee}

Les deux tensions + V_{cc} et - V_{ee} sont généralement égales en valeur absolue.

Des valeurs de l'ordre d'une dizaine de volts sont courantes.

Notons tout de suite qu'il ne faudra en aucun cas confondre les entrées E_1 et E_2 notées (+) et (-) respectivement et les pôles marqués + V_{cc} et - V_{ee} .

Les entrées E_1 et E_2 sont en effet destinées à recevoir les signaux à étudier alors que les pôles + V_{cc} et - V_{ee} sont prévus

pour recevoir les tensions continues de polarisation.

Toute erreur de ce type conduit irrémédiablement à la destruction immédiate de l'ampli OP.

F- Des électrodes supplémentaires sont en général prévues pour assurer

1- soit la compensation des tensions d'off-set

2- soit la compensation en fréquence

Ces deux points importants seront étudiés plus loin.

I- 2- CONSTITUTION D'UN AMPLI OP.

D'une façon générale un ampli OP est composé de quatre étages montés en cascade comme le montre la figure (1.2) :

1- un étage différentiel d'entrée muni de deux entrées E1 et E2 et de deux sorties S1 et S2.

2 - un étage différentiel intermédiaire possédant deux entrées E1 et E2 et une sortie unique S'2

3/ - Un étage adaptateur du type émetteur - suiveur

4/ - Un étage de sortie jouant le double rôle de translateur de niveau et d'ampli de sortie symétrique de type push-pull série.

Nous reviendrons en détail sur la constitution de chaque étage au paragraphe suivant où nous nous proposons de faire l'étude détaillée d'un ampli OP du type MC 1530.

I - 3/- ETUDE DETAILLEE D'UN AMPLI OP MC 1530 :

Afin d'avoir une idée plus précise sur la constitution d'un ampli OP, nous nous proposons d'étudier en détail l'ampli OP du type MC 1530 dont le schéma général est donné figure (1.3.).

Afin de simplifier les calculs, nous admettrons que les tensions directes aux bornes des diodes V_d ainsi que les tensions base-émetteur V_{be} des transistors valent 0,7 V et que les tensions collecteurs-émetteur V_{ce} des transistors saturés valent 0,2 V.

Nous admettrons de plus que les courants de base des transistors sont négligeables devant les autres courants mis en jeu.

De telle approximation sont généralement très justifiées.

Notre étude sera faite en cinq étapes qui se répartissent

ainsi :

-5-

- I/3/1 - Etude de l'étage différentiel d'entrée.
- I/3/2/ - Etude de l'étage différentiel intermédiaire
- I/3/3/ - Etude de l'étage émetteur - suiveur
- I/3/4/ - Etude de l'étage de sortie
- I/3/5/ - Etude dynamique de l'ampli CP MC 1530,

I.3. 1- ETUDE DE L'ETAGE DIFFERENTIEL D'ENTREE

I.3.1 .a - INTRODUCTION

7 La figure (I.4) donne le schéma de l'ampli différentiel équipant l'ampli OP MC 1530.

Les éléments R3, R4, R5, D1, D2, et T3 constituant la source à courant constant.

L'étude de l'étage d'entrée sera faite en deux étapes.

- Nous commencerons d'abord par étudier la source à courant constant.

- Nous passerons, ensuite, à l'étude de l'ampli différentiel proprement dit.

I.3.1.b- ETUDE DE LA SOURCE A COURANT CONSTANT

Commençons par calculer le courant I circulant dans les éléments R4, R5, D1 et D2.

$$\text{On a } I = \frac{V_{EE} - 2 V_d}{R_4 + R_5} \quad (\text{I.3.1.})$$

Soit compte tenu des valeurs numériques :

$$I = 0,98 \text{ mA} \quad (\text{I.3.2.})$$

La tension de base VB3 du transistor T3 par rapport à la masse est donnée par la relation.

$$V_{B3} = - R_5 I \quad (\text{I.3.3.})$$

soit, compte tenu des valeurs numériques

$$V_{B3} = - 3,2 \text{ V} \quad (\text{I.3.4.})$$

la tension VE3 de l'émetteur de T3 par rapport à la masse s'en déduit puisque :

$$V_{E3} = - V_{B3} - V_{BE3} \quad (\text{I.3.5.})$$

soit compte tenu des valeurs numériques :

$$V_{E3} = - 3,9 \text{ V} \quad (\text{I.3.6.})$$

le courant d'émetteur IE3 du transistor T3 est donc égal à

$$I_{E3} = \frac{V_{E3} + V_{EE}}{R_3} \quad (\text{I.3.7.})$$

Soit compte tenu des valeurs numériques :

$$I_{E3} = 0,95 \text{ mA} \quad (\text{I.3.8.})$$

On en déduit le courant constant Io qui alimente les deux transistors T1 et T2 constituant l'ampli différentiel d'entrée :

$$I_0 = I_{E3} = 0,95 \text{ mA} \quad (\text{I.3.9.})$$

I.3.1-c ETUDE DE L'AMPLI DIFFERENTIEL D'ENTREE

Analysons maintenant l'ampli différentiel d'entrée en

supposant que ce dernier est alimenté par une source à courant constant I_0 dont la valeur est de 0,95 mA.

Les deux transistors T1 et T2 étant en général identiques leurs courants collecteurs I_{c1} et I_{c2} sont égaux à :

$$I_{c1} = I_{c2} = \frac{I_{c3}}{2} = 0,5 \text{ mA} \quad (I.3.10)$$

Les chutes de tensions dans R_{c1} et R_{c2} s'en déduisent puisque :

$$R_{c1}.I_{c1} = R_{c2}.I_{c2} = 3,9 \text{ V} \quad (I.3.11)$$

Les tensions collecteurs V_{c1} et V_{c2} de T1 et T2 par rapport à la masse sont donc égaux à :

$$V_{c1} = V_{c2} = V_{cc} - 3,9 = 2,1 \text{ V} \quad (I.3.12)$$

Nous montrerons plus loin que l'ampli OP doit pouvoir amplifier le plus fidèlement possible des signaux variant de part et d'autre de la masse.

Il convient donc que les transistors T1 et T2 constituant l'ampli différentiel d'entrée ne soient jamais ni bloqués ni saturés.

La source à courant constant a pour effet de maintenir le potentiel des émetteurs de T1 et T2 à une valeur voisine de la masse assurant ainsi un fonctionnement correct de l'étage d'entrée.

I.3.2 - ETUDE DE L'ETAGE DIFFERENTIEL INTERMEDIAIRE

La figure (I.5) donne le schéma de l'ampli différentiel intermédiaire équipant l'ampli OP MC 1530.

On remarquera au passage que ce dispositif possède deux entrées en B4 et B5 et une seule sortie en C5.

Le rôle de la résistance R_6 est très important.

L'étude faite au paragraphe précédent nous a montré que les transistors T4 et T5 possèdent une forte composante continue à leur entrée puisque :

$$V_{B4} = V_{B5} = 2,1 \text{ V} \quad (I.3.13)$$

Pour éviter toute déformation du signal transmis par l'ampli différentiel intermédiaire, il est nécessaire que les transistors T4 et T5 ne soient jamais ni bloqués ni saturés.

Pour se faire il suffit de remonter le potentiel des émetteurs des transistors T4 et T5 à une valeur voisine de :

$$V_{E4} = V_{E5} = V_{B4} - V_{BE4} = V_{B5} - V_{BE5} \quad (I.3.14)$$

soit compte tenu des valeurs numériques :

$$V_{E4} = V_{E5} = 1,4 \text{ V} \quad (I.3.15)$$

Un tel potentiel est dû à la chute de tension dans R_6 parcourue par un courant.

$$I_6 = \frac{V_{E4}}{R_6} \quad (I.3.16)$$

Soit compte tenu des valeurs numériques :

$$I_6 = 0,9 \text{ mA} \quad (I.3.17).$$

Les deux transistors T4 et T5 étant généralement identiques, leurs courants collecteurs sont égaux à :

$$I_{c4} = I_{c5} = \frac{I_6}{2} = 0,45 \text{ mA} \quad (I.3.18)$$

La chute de tension dans R7 est donc égale à

$$R_7 \cdot I_{c5} = 3 \times 0,45 = 1,35 \text{ V} \quad (I.3.19)$$

Soit compte tenu des valeurs numériques :

$$V_{c5} = V_{B6} = V_{cc} - R_7 I_{c5} = 4,65 \text{ V} \quad (I.3.20).$$

I.3.3. - ETUDE DE L'ETAGE EMETTEUR - SUIVEUR

Le paragraphe précédent nous a montré que le transistor T6 possède une forte composante continue à son entrée B6.

Une telle tension est, en général, nuisible du fait que l'on désire obtenir une tension nulle à la sortie de l'ampli OP en l'absence de tout signal d'entrée.

Il sera donc nécessaire de réduire la composante continue présente à l'entrée de l'étage différentiel intermédiaire.

Ceci est assuré par les étages suivants :

Nous nous proposons d'étudier l'étage émetteur suiveur équipant l'ampli OP MC 1530.

La figure (I.6) donne le schéma de principe d'un tel étage assuré par T6 et alimenté par une source à courant constant constituée par les éléments R8, D3 et T7.

Le courant I9 circulant dans R9 pourra être calculé facilement en remarquant que :

$$I_9 = \frac{V_{E6} - V_{B8}}{R_9} \quad (I.3.21)$$

Comme

$$V_{E6} = V_{B6} - V_{BE6} \quad (I.3.22)$$

Soit

$$V_{E6} = 3,95 \text{ V} \quad (I.3.23)$$

De même la tension V_{B8} de la base de T8 est donnée par la relation :

$$V_{B8} = V_{BE8} + V_{D4} + V_{EE} \quad (I.3.24)$$

Soit compte tenu des valeurs numériques

$$V_{B8} = -4,6 \text{ V} \quad (\text{I.3.25})$$

D'où l'on tire d'après (I.3.21), (I.3.23), (I.3.25)

$$I_9 = 1,4 \text{ mA} \quad (\text{I.3.26})$$

Nous allons à présent étudier la source à courant constant constituée par R8, D3 et T7.

Nous nous proposons de montrer que

$$I_8 = I_{CT} \quad (\text{I.3.27})$$

Pour ce faire nous allons montrer l'équivalence des schémas donnés figures (I.7) et (I.8).

On remarquera tout d'abord que le transistor T est monté en diode.

On a alors :

$$V_{BE} = V_D = V_{BE7} \quad (\text{I.3.28}).$$

On notera que le courant collecteur I_C de T est donné par :

$$I_C = I_8 - (I_B + I_{B7}) \quad (\text{I.3.29})$$

Comme

$$I_8 = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_8} \quad (\text{I.3.30})$$

Dans le cas où

$$V_{BE} \ll V_{EE} \quad (\text{I.3.31})$$

$$I_8 \gg I_B + I_{B7} \quad (\text{I.3.32})$$

La relation (I.3.29) se simplifie pour donner :

$$I_C = I_8 = \frac{V_{EE}}{R_8} \quad (\text{I.3.33})$$

Dans la mesure où les transistors T et T7 sont identiques, on réduit que leur courant collecteur I_C et I_{C7} sont égaux du fait que d'après la figure (I.8.) leur tension base-émetteur sont égales.

Dans ce cas, on tire d'après la relation (I.3.33)

$$I_{C7} = I_C = I_8 = \frac{V_{EE}}{R_8} \quad (\text{I.3.34}).$$

Ce qui donne d'après les valeurs numériques

$$I_{C7} = 1,56 \text{ mA} \quad (\text{I.3.35}).$$

Si l'on tient compte du fait que le courant de base I_{B8} de

T8 est négligeable devant le courant IC7 de T7, on tire :

$$I_{10} = IC7 - I9 \quad (I.3.36).$$

Soit :

$$I_{10} = 0,16 \text{ mA} \quad (I.3.37).$$

La tension de sortie VS est alors égale à :

$$VS = V_{B8} + R_{10} \cdot I_{10} \quad (I.3.38).$$

Soit compte tenu des valeurs numériques

$$VS = 0,2V \quad (I.3.39).$$

On montre donc ainsi que la composante continue présente à l'entrée de l'étage émetteur-suiveur a été diminuée.

Le résultat final auquel on est arrivé est évidemment très approximatif.

I.3.5. - ETUDE DE L'ETAGE DE SORTIE

L'étage de sortie du MC 1530 est constitué par un push-pull du type série composé par les transistors T9 et T10 commandés par le transistor T8 qui joue le rôle de déphaseur.

L'étage de sortie permet de sortir à basse impédance un signal symétrique par rapport à la masse.

Dans le cas idéal, la tension de sortie doit être nulle lorsque la tension différentielle d'entrée ($V_{e1} - V_{e2}$) est nulle.

En fait il n'en est jamais ainsi du fait de la dispersion de B et de VBE des transistors.

Nous étudierons plus loin, les moyens de compenser les tensions résiduelles dites tension d'off-set résultant de ces dispersions.

Nous nous proposons d'étudier la réponse de l'étage de sortie à une excitation V_6 que nous supposerons sinusoïdale pour des raisons de commodité.

Pour ce faire nous nous reporterons à la figure (I.9) dans laquelle :

- V_{C6} constitue la composante continue présente sur l'émetteur de T6.

- IC7 est le courant constant délivré par la source à courant constant étudiée au paragraphe (I.3.4.).

L'étude de la réponse de l'étage de sortie au signal V6 peut se faire en considérant l'effet de l'alternance positive puis celui de l'alternance négative.

L'alternance positive de V6 contribue à augmenter le potentiel de base de T8 ainsi que celui de l'émetteur de ce dernier.

L'augmentation du potentiel de base de T8 tend à rendre ce dernier plus conducteur ce qui se traduit par une diminution du potentiel de C8 et par voie de conséquence celui de B9.

Le transistor T9 tend donc à se bloquer.

L'augmentation du potentiel de E6 entraîne celle de B10, ce qui contribue à rendre T10 plus conducteur entraînant une diminution du potentiel de C10 d'où une diminution de la tension de sortie VS.

Lorsque l'amplitude de V6 est élevée, le transistor T9 pourra se bloquer pendant que T10 se sature.

Dans ce cas la composante négative de la tension de sortie sera égale à

$$VS \text{ max } (-) = - VEE + VCE_{10 \text{ sat}} \quad (I.3.40)$$

On pourra montrer de façon similaire que l'alternance négative de V6 conduit à bloquer T10 et à saturer T9.

On montrera alors que l'amplitude maximale de l'alternance positive de sortie est égale à :

$$Vs \text{ max } (+) = Vcc - Vce_{9 \text{ sat}} \quad (I.3.41)$$

Il s'ensuit que l'amplitude crête à crête du signal de sortie est égale à :

$$V_{sc-a-c} = (VEE + Vcc) - (VCE_{9 \text{ sat}} + VCE_{10 \text{ sat}}) \quad (I.3.42).$$

I.4. - MONTAGES FONDAMENTAUX

I.4.a - INTRODUCTION

Dans ce paragraphe nous nous proposons d'étudier les montages fondamentaux.

Cette étude sera faite en deux parties

- Dans une première partie, nous supposons que l'ampli OP est idéal.

- Dans la deuxième partie, nous considérons le cas réel.

I.4.b - CAS IDEAL

Nous nous proposons trois montages fondamentaux :

- Le comparateur
- L'ampli inverseur
- L'ampli non-inverseur

I.4.b.1 - LES COMPARATEURS

Comme nous l'avons signalé plus haut les tensions continues d'alimentation + Vcc et -VEE sont en général limitées à une dizaine de volts.

Il s'ensuit que la tension Vs ne peut en aucun cas dépasser le domaine (+Vcc - VEE).

Dans le cas particulier où

$$V_{cc} = -V_{EE} = 15 \text{ V} \quad (I.4.1.)$$

La tension de sortie est limitée à $\pm 15 \text{ V}$

Si l'on tient compte du gain infini de l'ampli OP, on pourra montrer que les deux entrées A et B de l'ampli OP représenté figure (I.10) sont au même potentiel, c'est-à-dire que l'on pourra écrire

$$V_A = V_B \quad (I.4.2)$$

Cette remarque extrêmement importante dans la suite nécessite quelques explications supplémentaires.

Pour fixer les idées, considérons l'exemple numérique suivant :

$$V_{CC} = -V_{EE} = 15 \text{ V} \quad (I.4.3.)$$

$$G_{vo} = 100.000 \quad (I.4.4.)$$

Gvo étant le gain en boucle ouverte.

Dans ce cas la tension de sortie ne peut dépasser

$$V_{smax} = \pm 15 \text{ V} \quad (I.4.5.)$$

La tension d'entrée maximale Vemax permettant d'obtenir Vsmax est donnée par la relation

$$V_{emax} = V_A - V_B = \frac{V_{smax}}{G_{vo}} \quad (I.4.6)$$

Soit compte tenu des valeurs numériques :

$$V_{\text{emax}} = V_A - V_B = \pm 150 \text{ uv.}$$

Une telle valeur est assez faible pour que l'on puisse admettre avec une très bonne approximation, la relation (I.4.2.).

Cette propriété extrêmement importante est très largement utilisée en électronique dans les comparateurs notamment.

Le comparateur est un dispositif qui compare une tension variable $v(t)$ à une tension de référence V_R fixe comme le montre la figure (I.11.)

Le fonctionnement d'un tel circuit peut s'expliquer comme suit :

Tant que la tension d'entrée $v(t)$ est inférieure à la tension de référence V_R le signal.

$$F = V - V_R \quad (\text{I.4.7})$$

appliqué entre les deux entrées A et B est négatif.

Nous montrerons plus loin que dans le cas de la figure (I.11), le gain G_{Vo} est négatif.

Dans ce cas la tension de sortie :

$$V_S = -G_{Vo}$$

ce qui donne compte tenu du gain élevé G_{Vo}

$$V_S = + V_{cc}$$

dès que $V(t)$ dépasse V_R le signal

$$F = V(t) - V_R$$

devient positif

Dans ce cas la tension de sortie devient égale à :

$$V_S = - V_{EE}$$

La figure (I.12) précise le fonctionnement d'un comparateur.

I.4.b.2 - ETUDE DE L'AMPLI INVERSEUR

La figure (I.13) donne le schéma de principe d'un ampli inverseur utilisant un ampli OP.

L'étude de ce circuit se simplifie de la façon remarquable si l'on tient compte de ce qui a été dit plus haut, en particulier :

1) Etant donné le gain élevé d'un ampli OP, nous savons que les potentiels des points A et B sont égaux, c'est à dire que

l'on peut écrire.

$$V_A = V_B$$

2) Du fait de son impédance d'entrée élevée, on pourra admettre qu'il passe le même courant dans R1 et R2.

Si l'on se reporte à la figure (I.13) et si l'on tient compte de la relation (I.4.2), on pourra écrire :

$$V_A = V_B = V_M$$

On dit pour cette raison que le point A constitue une masse virtuelle.

On a de même :

$$v_s = V_S - V_M = V_S - V_A \quad (I.4.8)$$

Soit compte tenu de la loi d'Ohm

$$v_s = -R_2 i \quad (I.4.9)$$

De même on pourra écrire

$$v_e = V_E - V_M = V_E - V_A \quad (I.4.10)$$

Soit compte tenu de la loi d'Ohm

$$v_e = 41i \quad (I.4.11)$$

Les relations (I.4.9) et (I.4.11) donnent immédiatement le gain en tension :

$$GV = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (I.4.12)$$

Le signe (-) justifie l'appellation d'ampli inverseur donnée à ce montage.

Ce montage est très couramment utilisé dans la pratique.

I.4.b.3 - ETUDE DE L'AMPLI NON INVERSEUR

La figure (I.14) donne le schéma de principe d'un ampli non inverseur utilisant un ampli OP.

L'étude de ce circuit se simplifie considérablement si l'on tient compte des mêmes hypothèses citées dans l'étude de l'ampli inverseur.

(Gvo. et Ze élevés).

On pourra écrire comme précédemment du fait que V_B est égal à V_A et qu'il passe le même courant i dans R1 et R2.

$$v_e = V_B - V_M = V_A - V_M$$

Soit compte tenu de la loi d'Ohm

$$v_e = - R_1 i \quad (I.4.13)$$

De même

$$v_s = v_s - v_m$$

Soit compte tenu de la loi d'Ohm

$$v_s = - (R_1 + R_2) i \quad (I.4.14)$$

Les relations (I.4.13) et (I.4.14) donnent le gain en tension :

$$GV = \frac{v_s}{v_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

On constate que ce gain est positif d'où l'appellation d'ampli non inverseur donnée à ce montage.

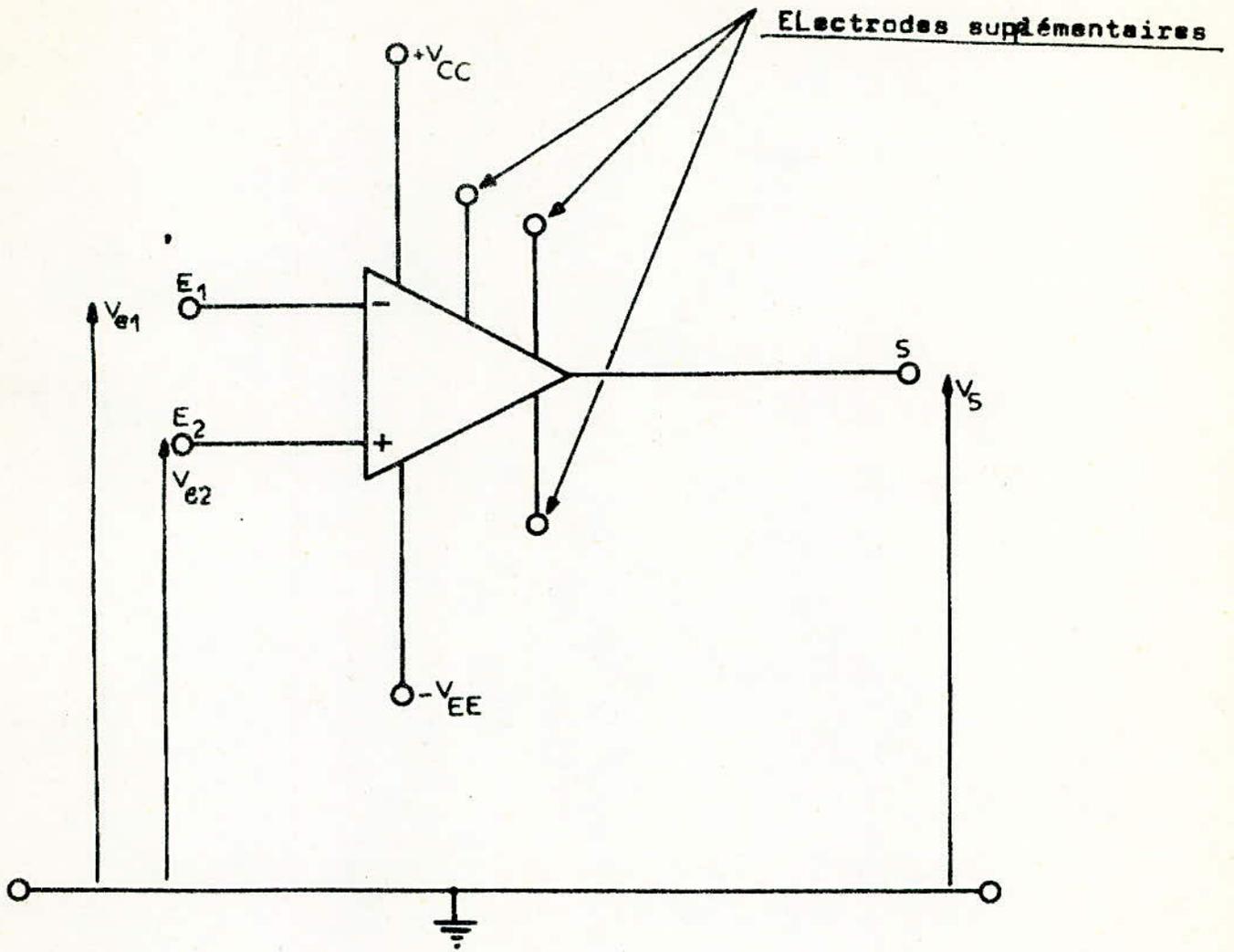


Fig.(I.1): Schéma symbolisant un ampli.op .

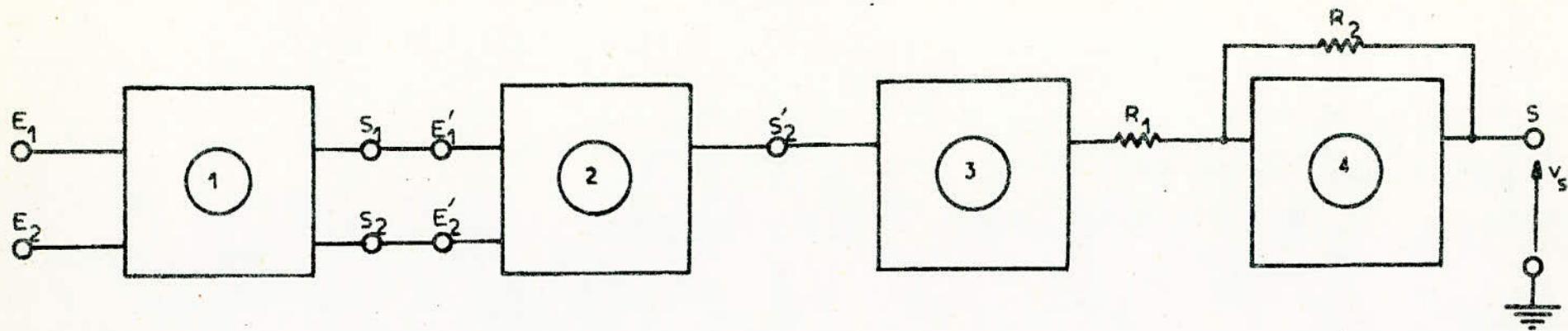
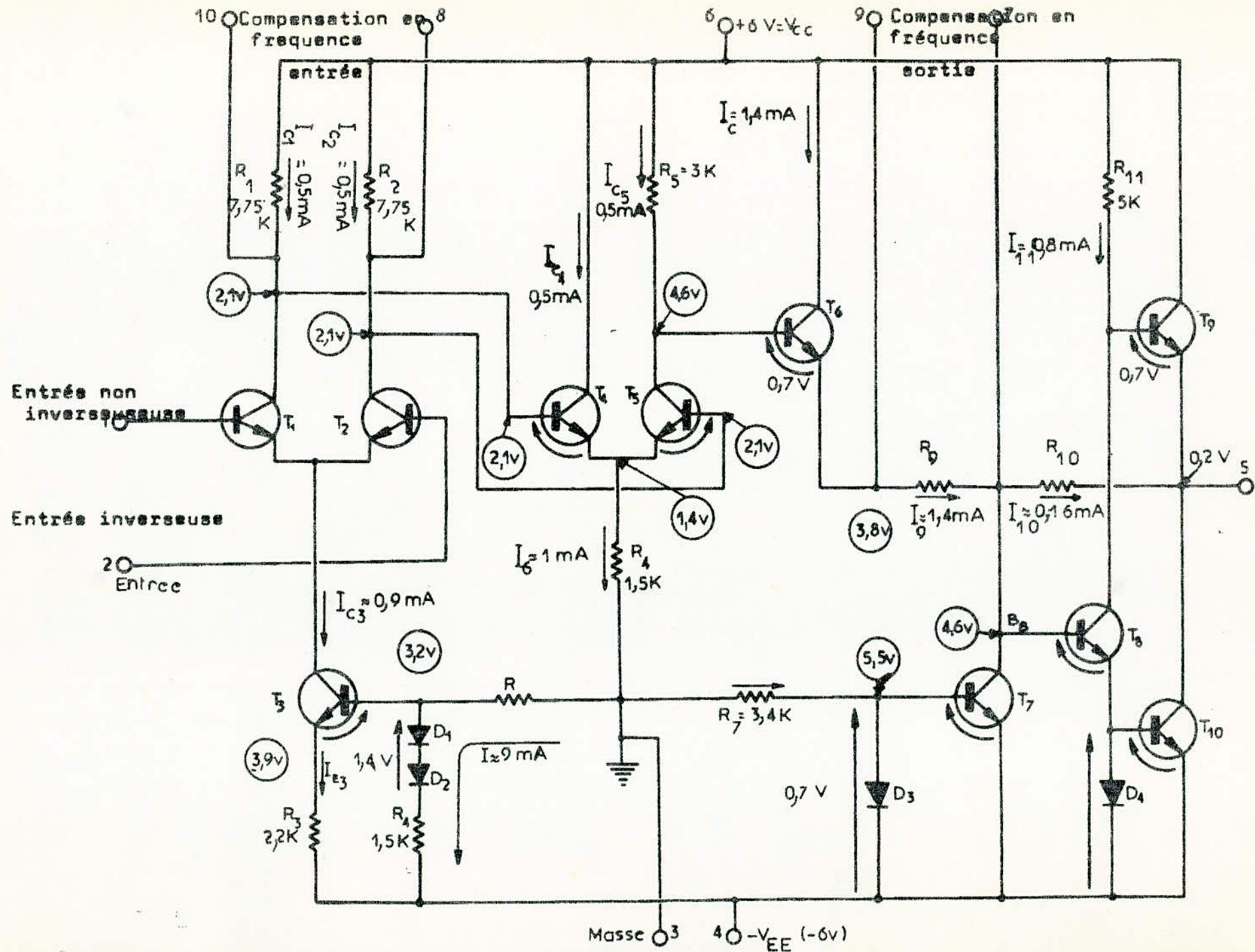


Fig.(I.2):Constitution d'un ampli.op .

- 1.- Ampli. différentiel d'entrée
- 2.- Ampli différentiel intermédiaire
- 3.- Ampli émetteur-suiveur
- 4.- Ampli push-pull.



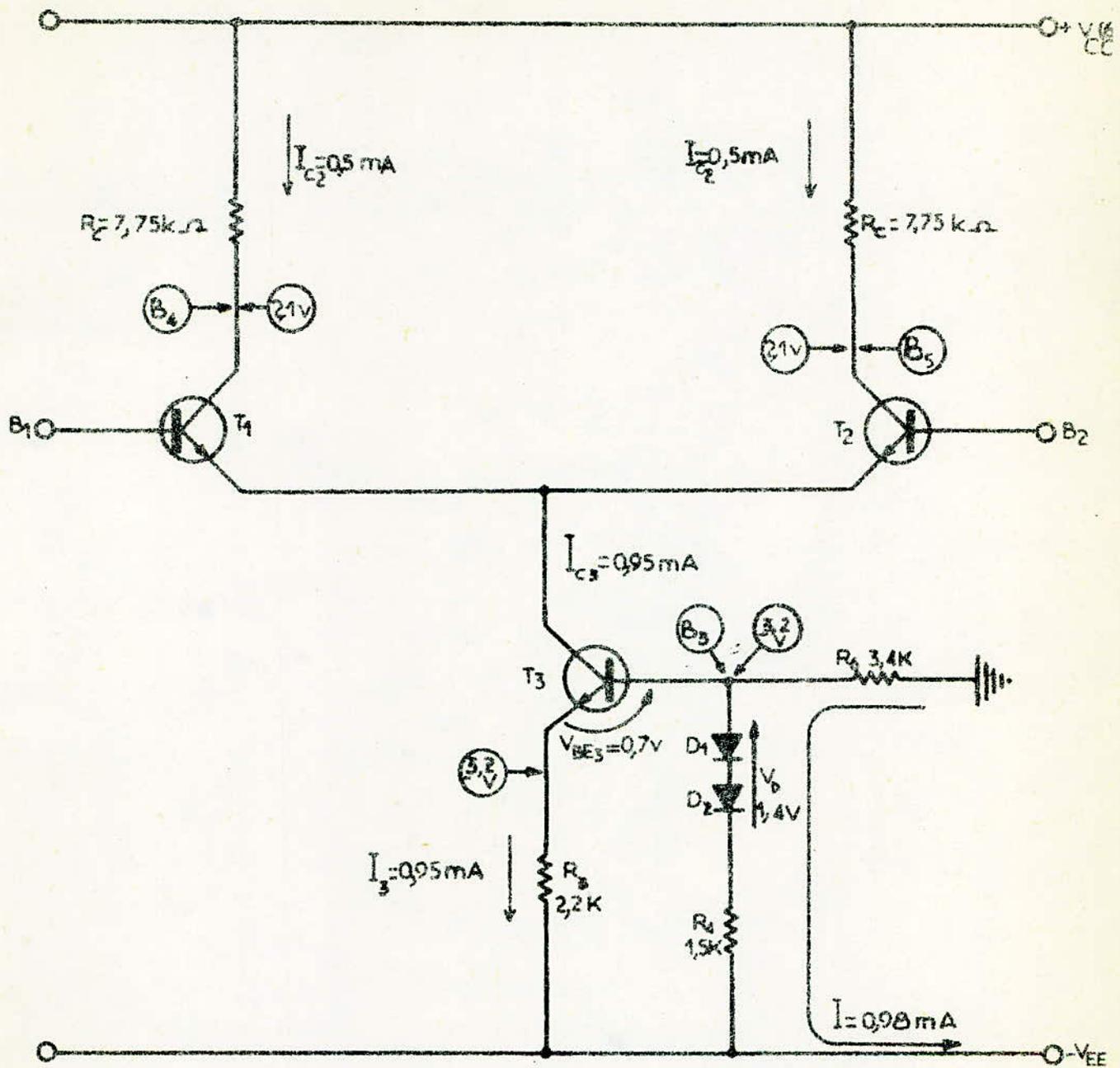
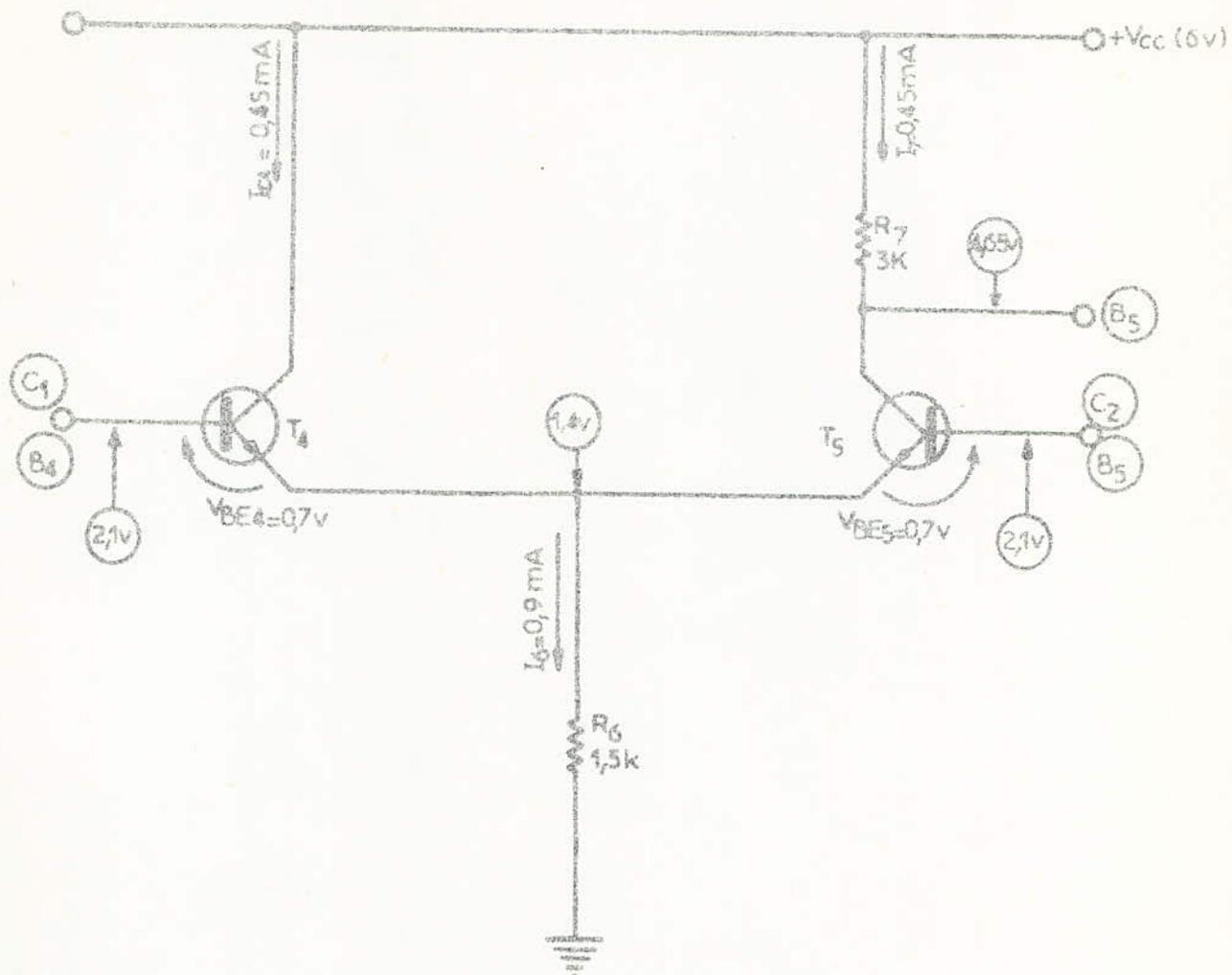


Fig (I.4): Ampli.differetiel d'entr ee équipant la MC 1530



Fig(1.5): Ampli differentiel intermediaire
equipent le MC 1530.

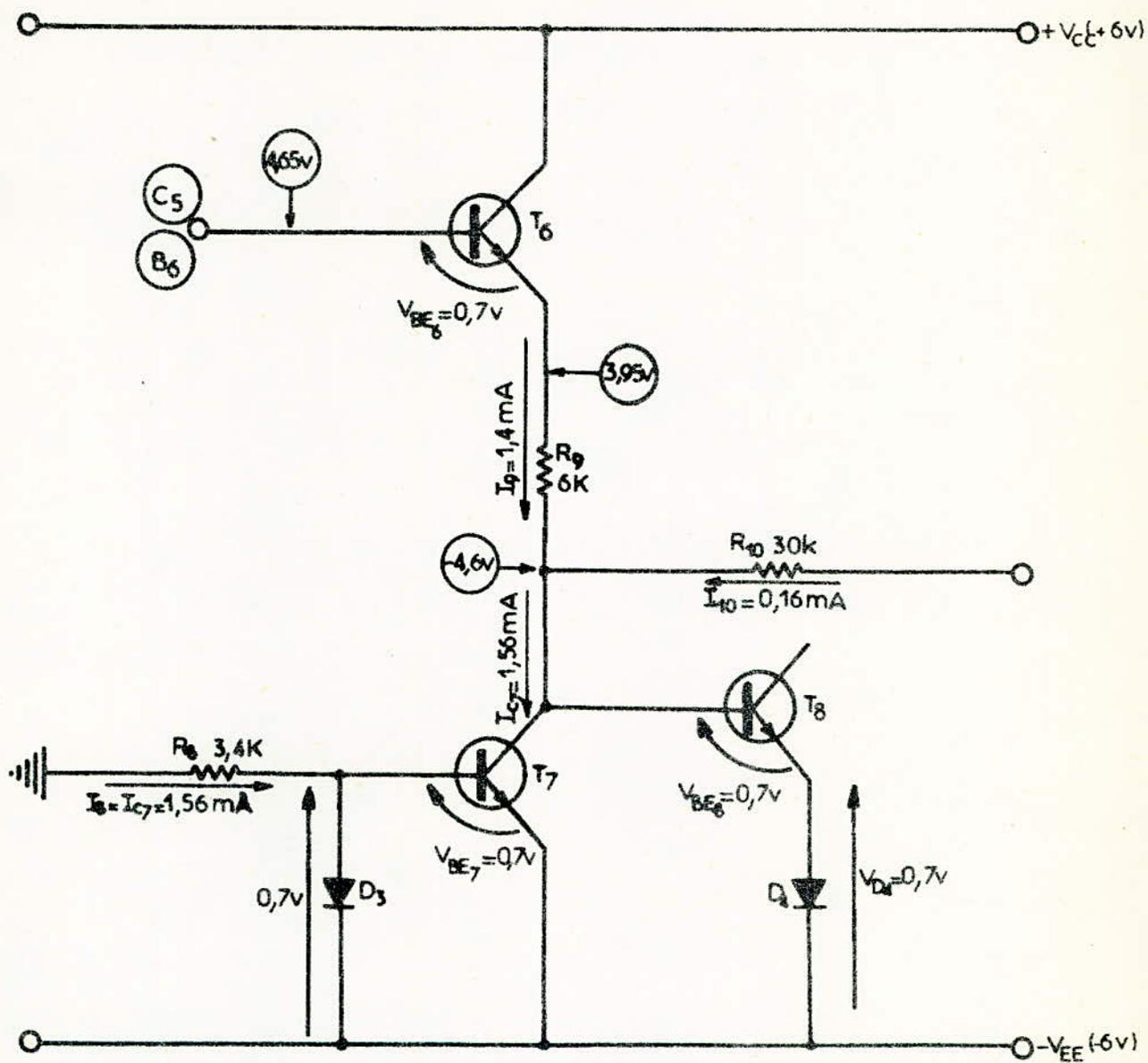


Fig (I.6) Etage emetteur-suiveur equipant le MC 1530.

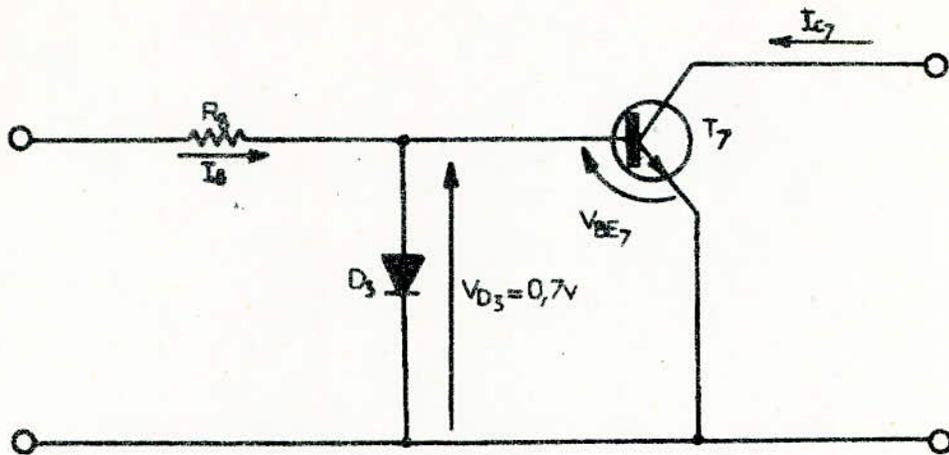


Fig.(I.7): Source à courant constant alimentant T_6

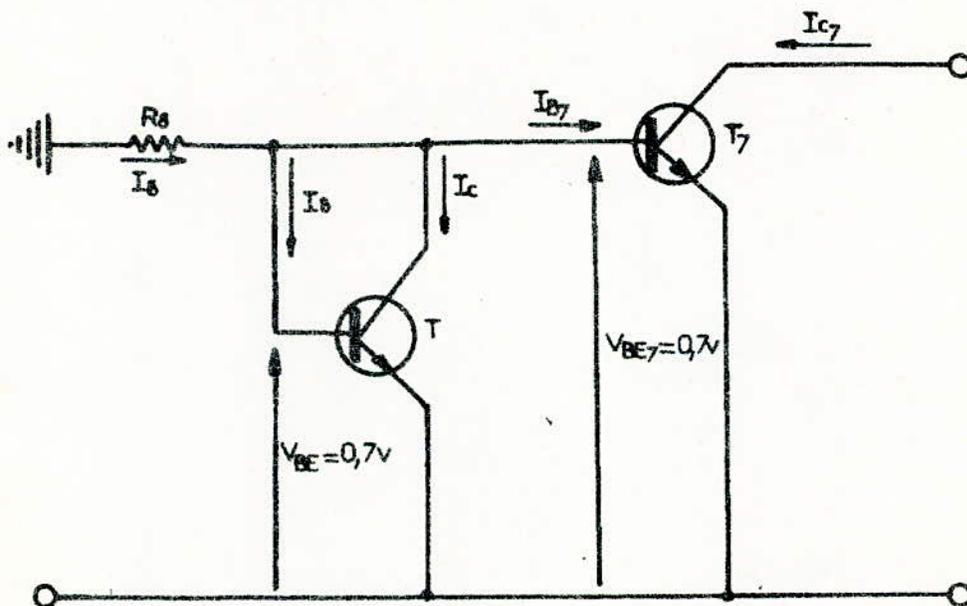


Fig.(I.8): Source à courant constant équivalente
à la source de la figure(I.7)

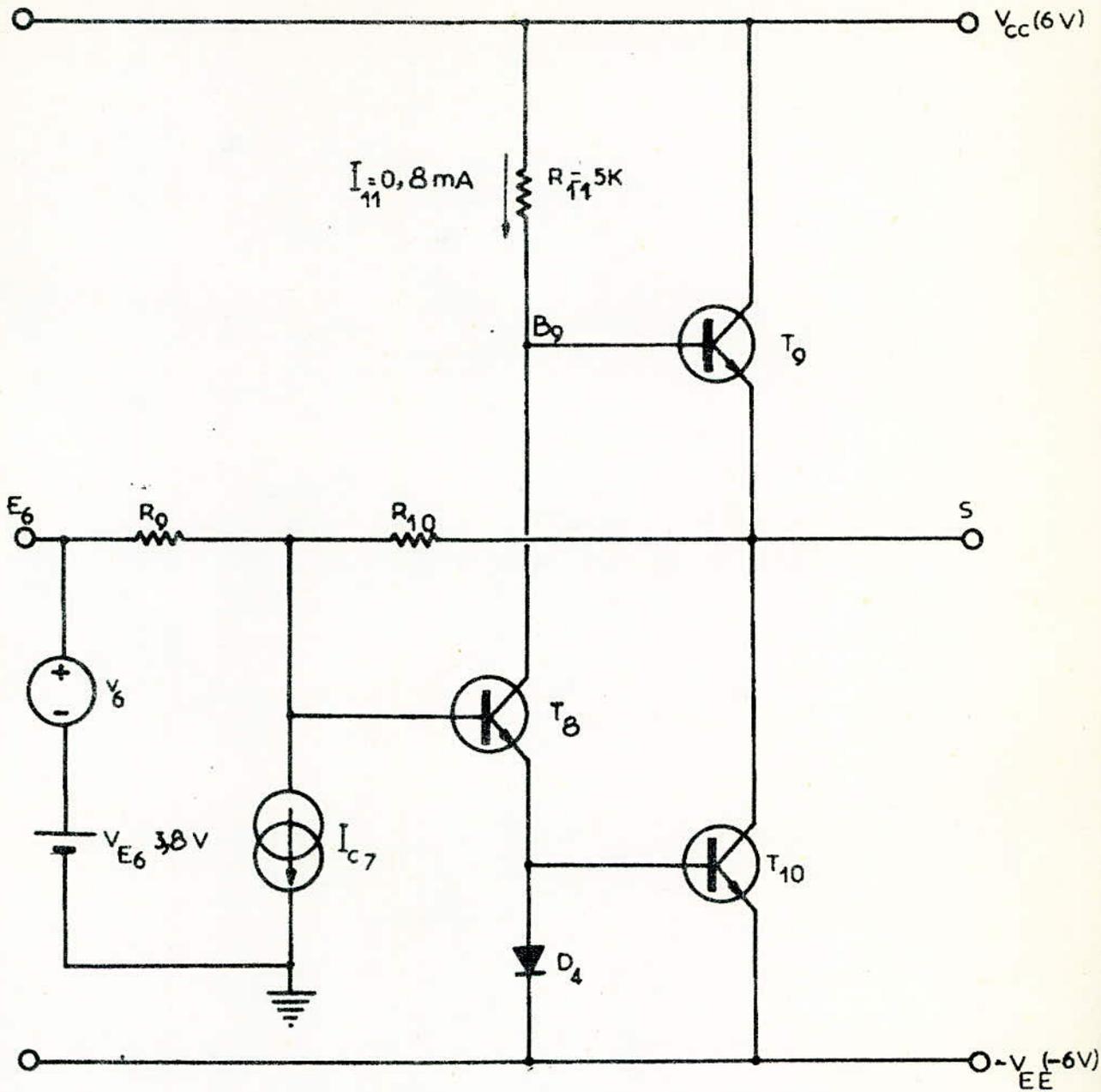


Fig.(I.9):Etage de sortie équipant 1 e MC 1530.

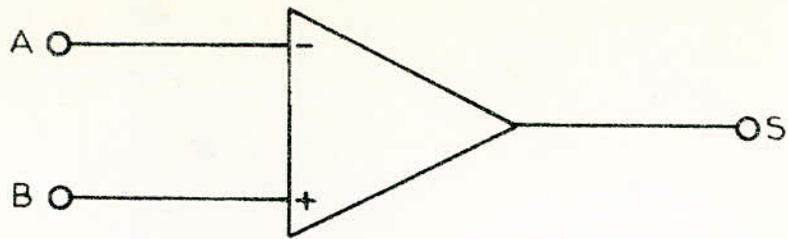


Fig.(I.10): Dans un ampli.op $V_A = V_B$

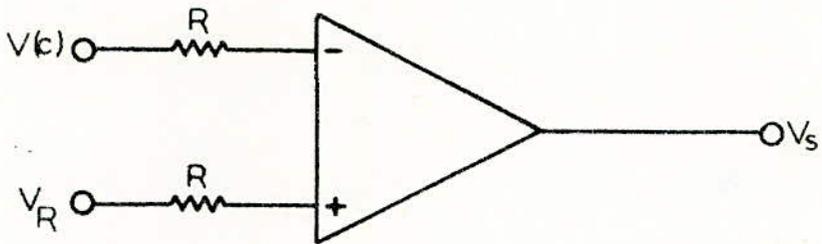


Fig.(I.11): Schéma de principe d'un comparateur

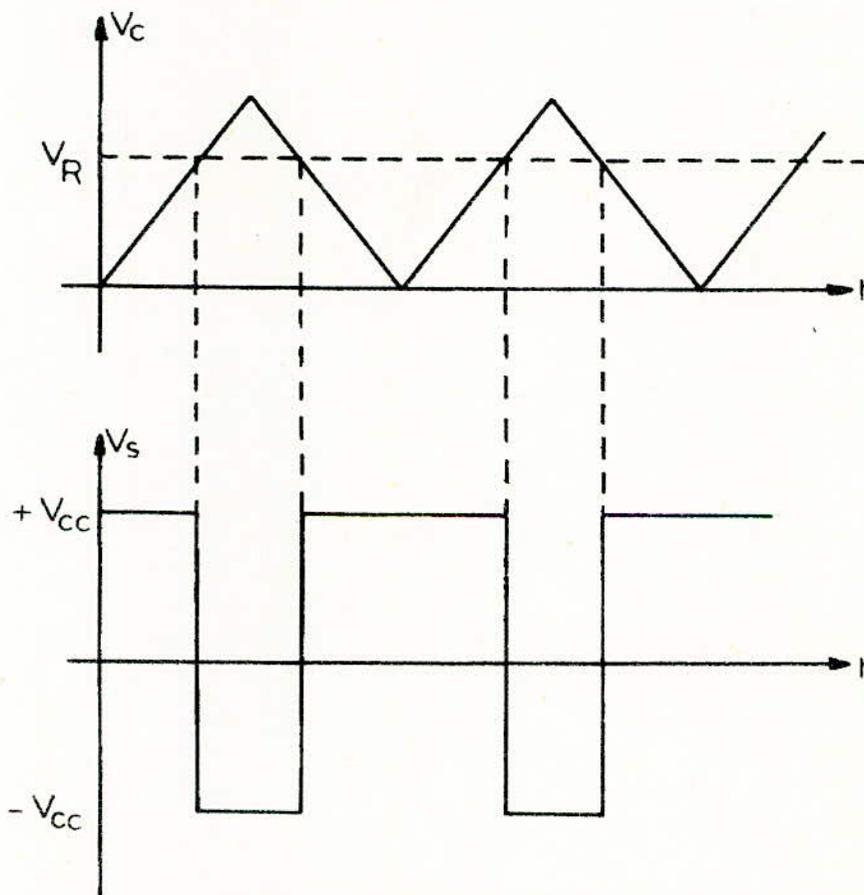


Fig.(I.12): Fonctionnement d'un comparateur

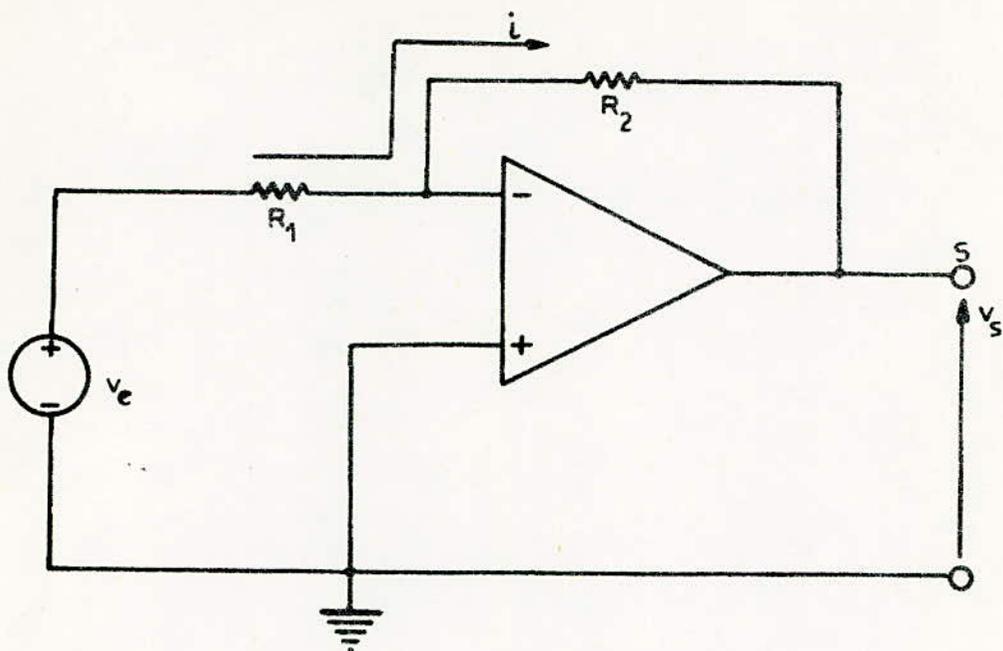


Fig.(I.13). Ampli. inverseur : $v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e$

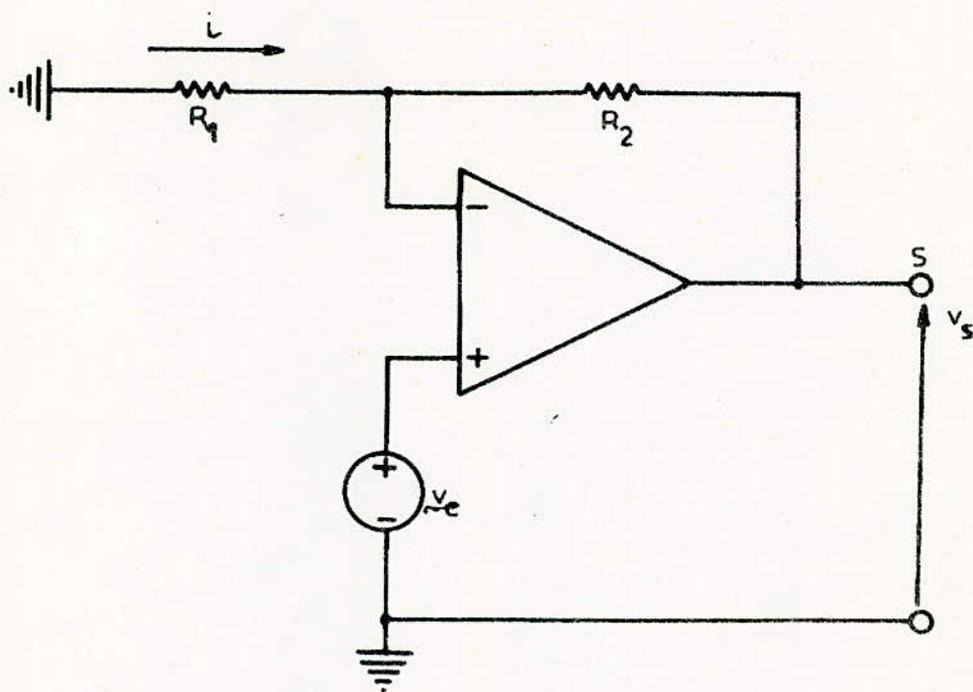
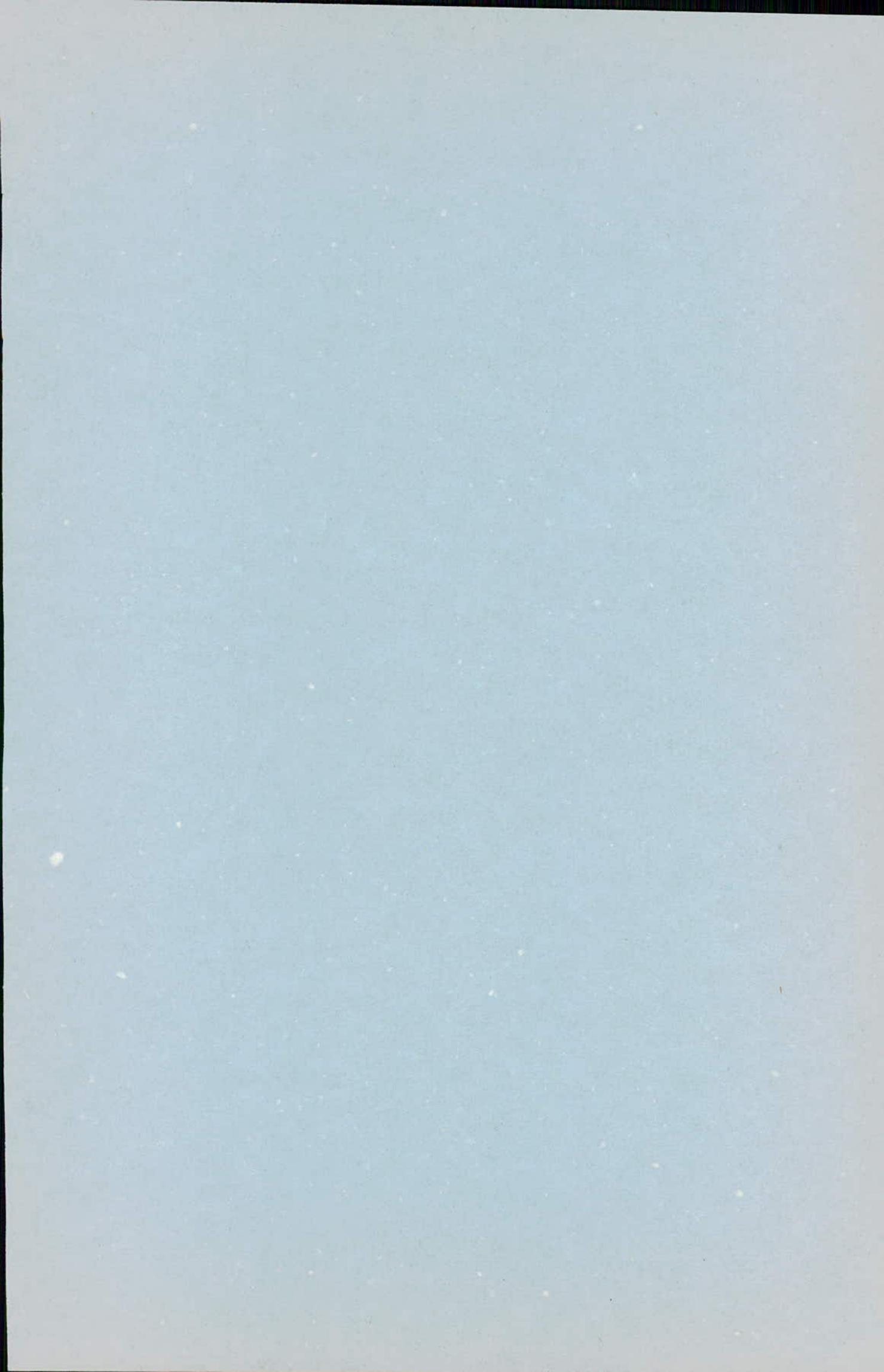


Fig.(I.14). Ampli. non inverseur : $v_s = \frac{R_2 + R_1}{R_1} v_e$



II - CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL :

II.1 - DEFINITION :

Dans la pratique, pour un technicien qui utilise un ampli op, il est toujours possible de supposer que ce circuit intégré est parfait. Il en découle alors la possibilité de réduire considérablement le calcul des paramètres de ce circuit.

Si l'on désire utiliser l'ampli op dans le but d'obtenir des résultats très précis on se rend compte alors que l'hypothèse de l'ampli op idéal est souvent non justifiée.

Le but du présent chapitre est de décrire de façon très succincte les caractéristiques statiques et dynamiques.

II.2 - CARACTERISTIQUES STATIQUES DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL :

II.2.1 - INTRODUCTION :

Nous nous proposons de définir dans le présent paragraphe les caractéristiques statique suivantes :

- gain en boucle ouverte (B.O.) G_o
- impédance différentielle Z_{AB}
- impédance de sortie Z_s
- courant de polarisation I_p
- tension de décalage à l'entrée V_d
- courant de décalage à l'entrée I_d
- tension de décalage en sortie V_{ds}
- dérive
- impédance d'entrée de mode commun.

II.2.2 - GAIN EN BOUCLE OUVERTE G_o :

Dans la pratique l'ampli op est fréquemment monté selon le schéma de la figure (II.1).

Dans ce schéma les paramètres Z_e et Z_{cr} peuvent être :

- des résistances
- des condensateurs
- des inductances
- des circuits accordés
- des filtres
- des éléments non linéaires (Diodes, Transistors...).

Dans le cas où l'ampli op utilisé est supposé idéal, on peut

montrer que le gain G_v dit gain en boucle fermée est donné par l'expression.

$$G_v = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{Z_{cr}}{Z_e} \quad (II.1)$$

Dans les utilisations courantes de l'ampli op, on suppose que ce dernier possède un gain infini. En réalité, un ampli op monté selon le schéma de la figure (II.2) possède un gain fini G_o appelé gain en B.O dont l'expression est donnée par la relation (II.2) :

$$G_o = \frac{V_s}{\xi} \quad (II.2)$$

Du fait de ce gain fini, on peut montrer que le gain en boucle fermée dans le schéma de la figure (II.1) est donné par la relation

$$G_v = - \frac{Z_{cr}}{Z_e} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{G_o} \left(1 + \frac{Z_{cr}}{Z_e}\right)} \quad (II.3)$$

on pose généralement

$$\beta = \frac{Z_e}{Z_e + Z_{cr}} \quad (II.4)$$

ce qui donne

$$G_v = - \frac{Z_{cr}}{Z_e} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{G_o \beta}} \quad (II.5)$$

Si l'on désire chiffrer le taux d'erreur ξ (%) que l'on commet en supposant l'ampli op idéal, il suffira de poser :

$$\xi(\%) = 100 \cdot \frac{G_{vi} - G_{vr}}{G_{vi}} \quad (II.6)$$

expression dans laquelle :

- Le gain idéal G_{vi} est donné par la relation (II.1)
- Le gain réel G_{vr} est donné par la relation (II.5)

Un calcul élémentaire montre que ξ (%) est égal à :

$$\xi(\%) = \frac{100}{G_o \cdot \frac{Z_e}{Z_e + Z_{cr}}} \quad (II.7)$$

Pour fixer les idées, prenons l'exemple suivant :

Soit un amplificateur de gain en boucle ouverte $A = 1000$, d'impédance de source $Z_e = 1000 \Omega$ d'impédance de contre-réaction $Z_{cr} = 100 \Omega$.

Le gain théorique idéal est de :

$$G_{vi} = \frac{Z_{cr}}{Z_e} = \frac{100}{1000} = 0.1 \text{ (soit } -20 \text{ db)}$$

Le coefficient β vaut :

$$\beta = \frac{Z_e}{Z_e + Z_{cr}} = \frac{1000}{1000 + 100} = \frac{1000}{1100} \approx 0.91 \text{ (soit } -0.8 \text{ db)}$$

Le gain réel G_{vr} vaut :

$$G_{vr} = \frac{Z_{cr}}{Z_e} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{AB}} \approx 90$$

L'erreur est donc de :

$$\xi(\%) = \frac{100 - 90}{100} = 10 \%$$

II.2.3 - IMPEDANCE DIFFERENTIELLE D'ENTREE

Dans les utilisations courantes, on suppose souvent que l'impédance équivalente vue entre les deux bornes d'entrée de l'ampli op Z_{ab} appelée impédance d'entrée différentielle est infinie. En réalité, cette grandeur possède toujours une valeur finie. Ainsi lorsqu'on applique entre les deux bornes d'entrée de l'ampli op un signal V_d fournie par une source flottante, il en résulte un courant non nul fourni par cette source et dont la valeur est donnée par la relation suivante :

$$I_e = \frac{V_d}{Z_{ab}} \quad (\text{II.8})$$

On peut montrer que lorsqu'une source attaque un ampli op monté selon le schéma de la figure (II.3), l'impédance d'entrée vue par la source d'excitation vaut :

1) Dans le cas où l'ampli utilisé est supposé idéal :

$$Z_{ei} = Z_e \quad (\text{II.9})$$

2) Dans le cas où l'ampli est supposé non idéal

$$Z_{er} = Z_e + \frac{Z_{ab} \frac{Z_{cr}}{1 - G_o}}{Z_{ab} \frac{Z_{cr}}{1 - G_o}} \quad (\text{II.10})$$

II.2.4 - IMPEDANCE D'ENTREE EN MODE COMMUN

L'impédance d'entrée en mode commun est l'impédance qui apparaît entre l'une des bornes d'entrée et le point commun.

Cette grandeur pourra-être mesurée selon le schéma de la figure (II.4)

Dans ce cas :

$$Z_A = \frac{E}{I} \quad (\text{II.11})$$

II.2.5.- IMPEDANCE DE SORTIE

Dans l'utilisation de l'ampli op on suppose souvent que l'impédance de sortie est nulle.

En réalité, cette grandeur possède une valeur finie Z_s qui n'est autre chose que la résistance du générateur de Thévenin équivalent vu : par la charge Z_l entre la sortie et la masse. La figure (II.5) montre que l'on peut écrire :

$$I_s = \frac{G_o V_d}{Z_s + Z_l} \quad (\text{II.12})$$

Dans le cas où l'ampli op est contre-réactionné, on peut montrer en utilisant le schéma dont la figure est (II.6), que l'impédance vue par la charge Z_l est donnée par l'expression :

$$Z_t = \frac{Z_s (Z_{cr} + Z_e)}{Z_s + Z_{cr} + Z_e(1 - G_o)} \quad (\text{II.13})$$

Cette expression se simplifie généralement car dans la pratique :

$$\begin{aligned} Z_e (1 - G_o) &\gg Z_s + Z_{cr} \\ G_o &\gg 1 \end{aligned}$$

On obtient alors :

$$Z_t = \frac{Z_s \left(1 + \frac{Z_{cr}}{Z_e}\right)}{G_o} \quad (\text{II.14})$$

II.2.6. - TENSION ET COURANT DE DECALAGE D'OFFSET

Du fait de la dispersion des paramètres de l'ampli différentiel d'entrée, l'ampli op peut fournir un signal de sortie nul en l'absence de tout signal d'entrée.

Ce déséquilibre se traduit dans la pratique par l'apparition :

- d'une tension de décalage à la sortie.
- d'un courant de décalage à l'entrée.
- d'une tension de décalage à l'entrée.

II.2.6a - Tension de décalage à la sortie

La tension de décalage à la sortie est la tension mesurée à la sortie lorsqu'aucun signal n'est appliqué aux entrées.

Cette tension de décalage peut-être minimisée par une compensation qui consiste à introduire une tension de décalage supplémentaire de signe opposé à la précédente de façon que la somme des deux s'annule.

II.2.6. b - Tension de décalage à l'entrée :

La tension de décalage est par définition égale au rapport de la tension de décalage de sortie par le gain en B.O. de l'ampli op.

II.2.6.c - Courant de décalage à l'entrée :

Le courant de décalage à l'entrée est généralement défini par la différence des courants d'entrée en l'absence de tout signal.

L'effet de ce courant peut-être minimisé en insérant une résistance entre l'entrée non inverseuse et la masse dans le cas où le signal étudié est appliqué à l'entrée inverseuse.

II.2.7 - COURANT DE POLARISATION

Le courant de polarisation est défini comme étant la moyenne arithmétique entre les deux courants de base I_{b1} et I_{b2} traversant les bases des transistors constituant la paire différentielle.

II.2.8 - DERIVE

Dérive due à la température.

Contrairement aux phénomènes de décalage qui peuvent-être compensés, l'effet de la température sur les caractéristiques d'un ampli op conduit à une variation difficilement contrôlable du signal de sortie.

II.3. - CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES DE L'AMPLI OP

II.3.1. - CARACTERISTIQUES DE TRANSFERT D'UN AMPLI DIFFERENTIEL

II.3.1.1 - INTRODUCTION

L'étude des caractéristiques de transfert d'un ampli différentiel nous permettra de tirer quelques conclusions intéressantes.

Considérons le schéma d'un ampli différentiel donné sur la figure (II.7)

Nous supposons qu'un tel ampli est alimenté par une source à courant constant I_0 .

Dans ce cas on a :

$$I_0 = I_{e1} + I_{e2} \quad (II.15)$$

$$V_{b1} - V_{b2} = V_{be1} - V_{be2} \quad (II.16)$$

L'étude des diodes et transistors nous a montré que l'on peut écrire :

$$I_{e1} = \beta I_s \exp\left(e \frac{V_{BE1}}{K T}\right) \quad (II.17)$$

$$I_{e2} = \beta I_s \exp\left(e \frac{V_{BE2}}{K T}\right) \quad (II.18)$$

β étant le gain en courant statique des transistors T1 et T2 que nous supposons identiques.

I_s est le courant de saturation.

T, la température absolue

K, la constante de Boltzmann

La relation (II.15) peut se mettre sous la forme :

$$IE1 = \frac{I_0}{1 + \frac{IE2}{IE1}} \quad (II.19)$$

Soit compte tenu de (II.16) ; (II.17) ; (II.18) et (II.19)

$$IE1 = \frac{I_0}{1 + \exp\left(-e \frac{VB1 - VB2}{K T}\right)} \quad (II.20)$$

L'expression de IE2 peut-être obtenue de façon similaire

On montre alors que:

$$IE2 = \frac{I_0}{1 + \exp\left(-e \frac{VB2 - BV1}{K T}\right)} \quad (II.21)$$

II.3.1.2. - FONCTION DE TRANSFERT

Les équations (II.20) et (II.21) nous permettent de tracer les fonctions de transfert normalisées.

$$\frac{Ic1}{I_0} = f\left(e \frac{VB1 - VB2}{K T}\right) \quad (II.22)$$

$$\frac{Ic2}{I_0} = g\left(e \frac{VB2 - VB1}{K T}\right) \quad (II.23)$$

La courbe (II.8) donne ces fonctions de transfert.

La relation (II.20) montre que la pente g est telle que :

$$g = \frac{dIc1}{d(VB1 - VB2)} = \frac{I_0 \frac{e}{K T} \exp\left(-\frac{e(VB1 - VB2)}{K T}\right)}{\left|1 + \exp\left(-\frac{e(VB1 - VB2)}{K T}\right)\right|^2} \quad (II.24)$$

Cette relation montre que la pente maximale est obtenue pour une tension $VB1$ égale à $VB2$ soit :

$$g_{max} = \frac{I_0 \cdot e}{4 K T} \quad (II.25)$$

La caractéristique de transfert donnée figure (II.9) montre que :

1) L'ampli différentiel est un très bon limiteur.

On remarque en effet que lorsque le module de $(VB1 - VB2)$ excède un seuil V_0 égal à :

$$V_0 = \frac{4 K T}{e} \quad (II.26)$$

dont la valeur est voisine de 100mV à la température ambiante, le courant de sortie et par conséquent la tension de sortie reste pratiquement constante.

2) L'ampli différentiel se conduit comme un élément linéaire dans une zone étroite.

On montre qu'il est possible d'augmenter la zone de fonctionnement

linéaire en insérant une résistance R_e de faible valeur dans les émetteurs de T1 et T2.

La présence de la résistance additionnelle R_e permet d'augmenter la résistance d'entrée.

On montre cependant qu'elle contribue à réduire le gain différentiel A_d .

Une faible valeur R_e permet de réaliser un bon compromis entre l'augmentation de la zone linéaire et celle de la résistance d'entrée d'une part et la diminution du gain A_d d'autre part.

Les valeurs couramment utilisées sont comprises entre 50 Ω et 100 Ω .

3) La pente g de l'ampli différentiel est proportionnelle à I_0 . Comme le signal de sortie est aussi proportionnel à g , il s'ensuit qu'il est possible de faire varier le gain de l'ampli différentiel en modifiant I_0 .

Une telle propriété est très largement utilisée dans le contrôle automatique du gain.

4) La relation (II.24) montre que le courant de sortie I_{c1} est égal au produit de la tension d'entrée ($V_{B1} - V_{B2}$) et la pente g laquelle pente est proportionnelle à I_0 .

Il s'ensuit que l'ampli différentiel peut-être utilisé comme :

- Mélangeur
- multiplicateur de fréquence
- modulateur
- démodulateur

II.4. - CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES

II.4.1. - RAPPORT DE REJECTION EN MODE COMMUN

Dans le cas d'un amplificateur idéal, lorsqu'on attaque simultanément les deux entrées par la même tension de mode commun T.M.C. (V_m), la tension à la sortie de l'amplificateur est nulle.

Dans la pratique, on constate que du fait de dissymétrie de l'amplificateur, il apparaît toujours une tension de sortie V_s .

Du point de vue de l'amplificateur, tout se passe comme s'il existait une tension d'erreur V_e entre l'une des entrées et la masse.

Dans la pratique la tension d'erreur V_e n'est pas mesurable. Il est cependant possible de mesurer la tension de sortie à laquelle elle donne naissance.

On définit alors le rapport de rejection en mode commun (R.R.M.C.) comme étant le rapport entre la tension de mode commun V_m et la tension d'erreur V_e ramenée à l'entrée.

G_o étant le gain en tension en boucle ouverte de l'amplificateur on pourra écrire :

$$\text{R.R.M.C.} = \frac{V_m}{\frac{V_s}{G_o}} = \frac{V_m \cdot G_o}{V_s} \quad (\text{II.27})$$

Dans la pratique, cette grandeur s'exprime souvent en décibel.

II.4.2. - COMPORTEMENT EN FREQUENCE

Du fait des capacités parasites, on montre expérimentalement que le gain d'un amplificateur décroît au fur et à mesure que la fréquence d'utilisation augmente.

Dans la pratique, on montre que pour une fréquence f_o , appelée fréquence de coupure à trois décibels, la phase du signal de sortie subit une rotation de 45 degrés.

Comme l'amplificateur étant souvent contre-réactionné, on montre que le gain en boucle fermée $G(w)$ se met sous la forme :

$$G(w) = \frac{G_o(w)}{1 + G_o(w) \beta(w)} \quad (\text{II.28})$$

expression dans laquelle :

$G_o(w)$ = gain de l'amplificateur en boucle ouverte, fonction complexe de la fréquence w .

$\beta(w)$ = taux de contre-réaction

La relation précédente montre que s'il existe une fréquence w_0 pour laquelle la phase du produit $(G_0(w) \beta(w))$ devient égale à 180 degrés et si le module de ce même produit est supérieur à 1, l'amplificateur entre en oscillation.

Pour éviter toute oscillation, on doit s'arranger pour que la pente de décroissance du gain en fonction de la fréquence soit toujours inférieure à 12 décibels par octave.

Cette remarque peut s'expliquer comme suit : on montre que la phase φ du gain en boucle ouverte exprimée en radian est reliée à la pente $P = dG_0(w)/df$ par la relation approximative suivante :

$$\varphi = \frac{\pi}{12} \frac{dG_0(w)}{df} \quad (\text{II.29})$$

Cette relation montre que :

$$\begin{aligned} \text{si } P &= 6\text{dB/Oct} && \implies && \varphi &= 90^\circ \\ \text{si } P &= 9\text{dB/Oct} && \implies && \varphi &= 135^\circ \\ \text{si } P &= 12\text{dB/oct} && \implies && \varphi &= 180^\circ \end{aligned}$$

Pour assurer la stabilité d'un amplificateur contre-réactionné, le constructeur prévoit toujours des circuits de compensation destinés à modifier la courbe de réponse.

Cette modification de la courbe de réponse est effectuée de deux façon différentes :

1)- Le constructeur peut intégrer les éléments de compensation sur l'amplificateur opérationnel livré, c'est le cas du $\mu\text{A } 741$.

2 - Le constructeur peut prévoir des électrodes permettant à l'utilisateur de réaliser lui-même la compensation, c'est le cas du $\mu\text{A } 709$.

La deuxième méthode est généralement plus rationnelle car elle lui permet de jouer sur plusieurs paramètres choisis à sa guise pour aboutir aux résultats souhaités.

En effet, la compensation en fréquence peut-être assurée :

- Soit en limitant le taux de contre-réaction.
- soit en limitant ce gain
- soit en modifiant les caractéristiques de l'amplificateur

Dans la pratique, l'utilisateur souhaite appliquer à l'amplificateur un taux de contre-réaction quelconque sans risque d'instabilité. C'est la raison pour laquelle l'utilisateur doit jouer :

- soit sur le gain ; il réalise ainsi ce que l'on appelle une post-compensation (ou lag-compensation).

- soit de modifier les caractéristiques de l'amplificateur ; il réalise ainsi une pré-compensation (ou lead-compensation).

II.3.3. - SLEW RATE (vitesse de balayage)

Du fait de la bande passante limitée des amplificateurs, la tension de sortie ne peut varier qu'à une vitesse maximum finie.

Cette caractéristique appelée "Slew-rate" est généralement définie en $V/\mu s$.

La grandeur précédente peut-être modifiée par l'utilisateur dans le cas d'amplificateur ne comportant pas de compensation en fréquence intégrée.

II.3.4. - PRODUIT GAIN-BANDE

Comme nous l'avons vu précédemment, pour une tension d'entrée fixe, la tension de sortie diminue lorsque la fréquence d'excitation augmente.

On définit le produit gain-bande d'un amplificateur la fréquence f_1 à partir de laquelle pour une tension d'entrée fixe, la tension de sortie commence à diminuer.

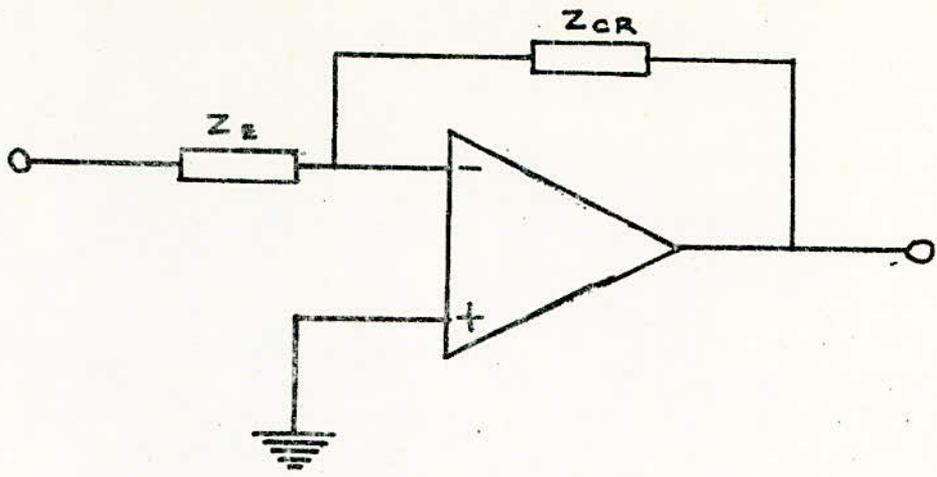


Fig (II.1) : Montage de principe de la mesure des gains G_{vo} ou G_v

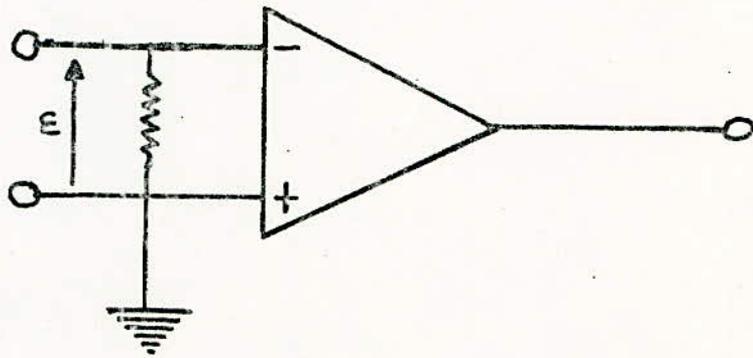


Fig (II.2)

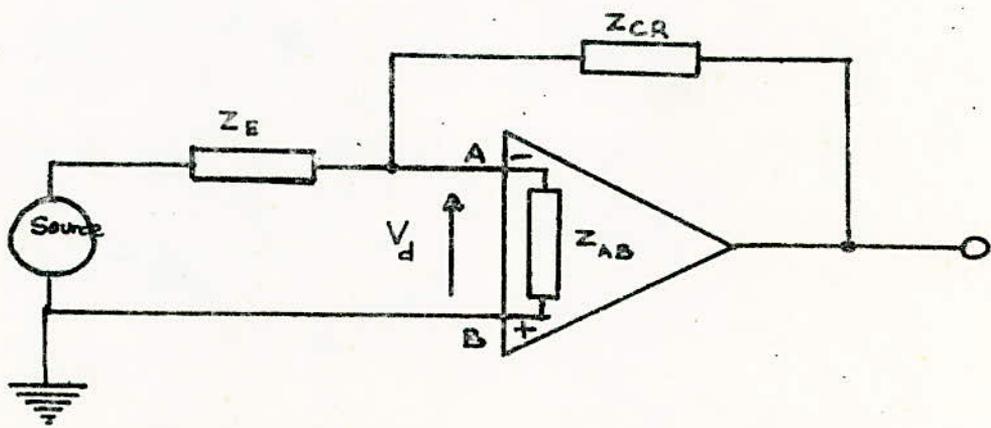


Fig (II.3) : Impédance d'entrée vue par la source.

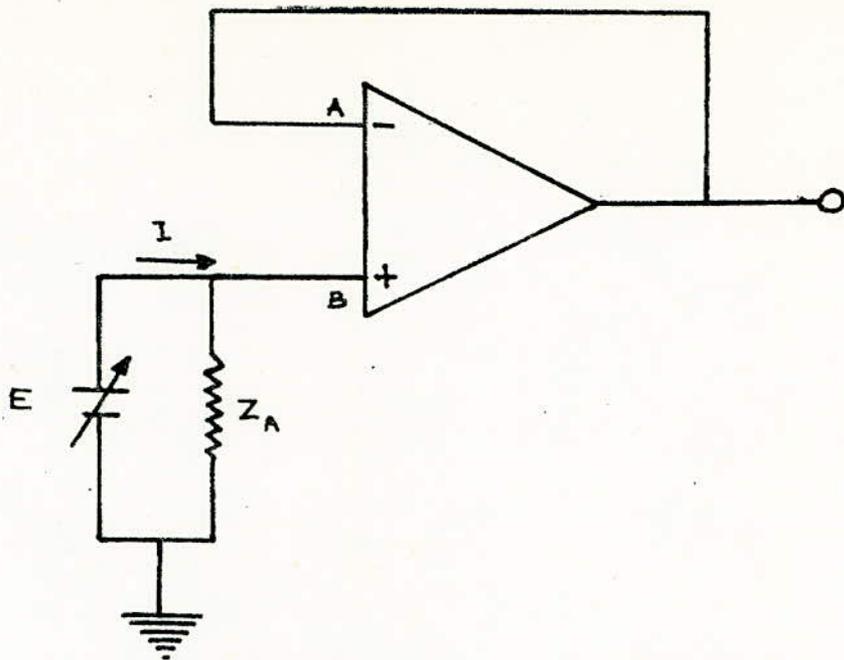


Fig (II.4) : Représentation schématique de l'impédance d'entrée en mode commun.

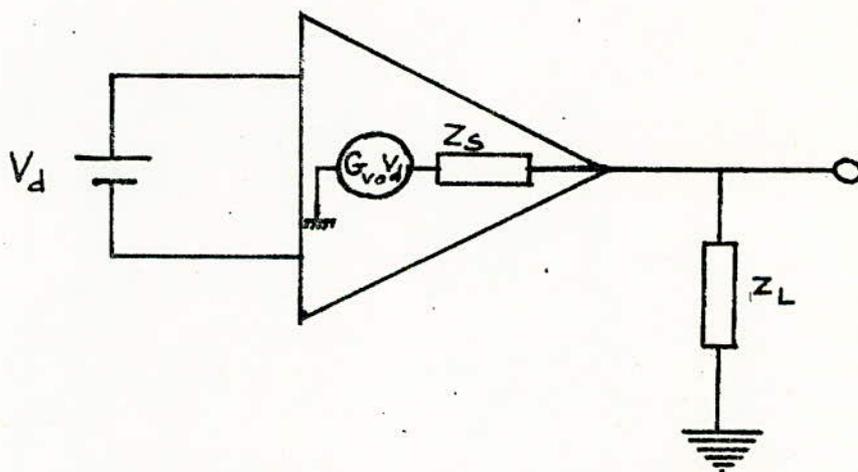


Fig (II.5) : Représentation schématique de l'impédance de sortie .

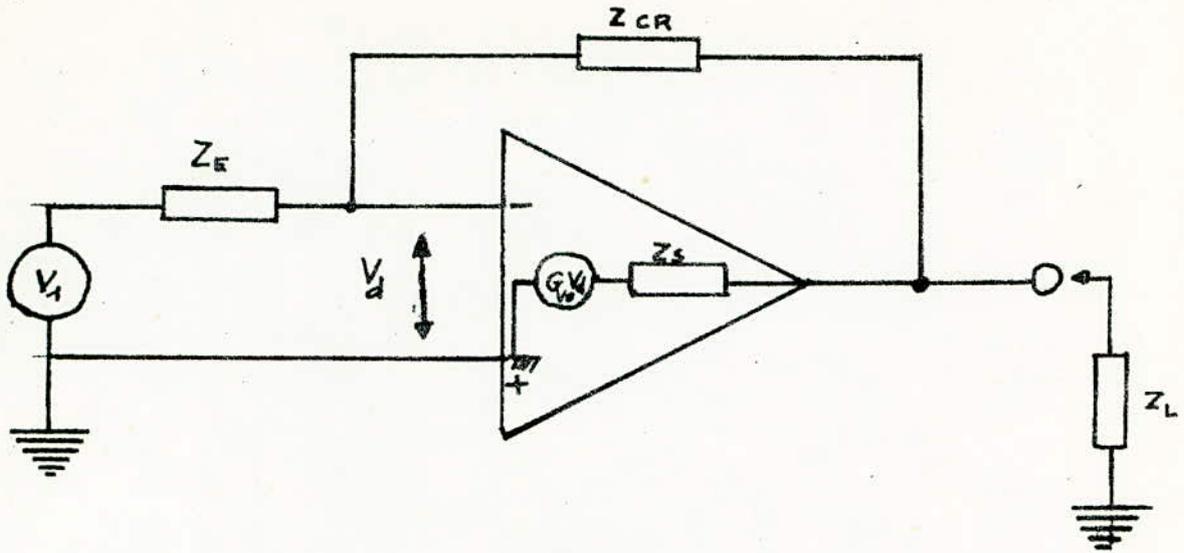


Fig II- 5-
Représentation de l'impédance
de sortie.

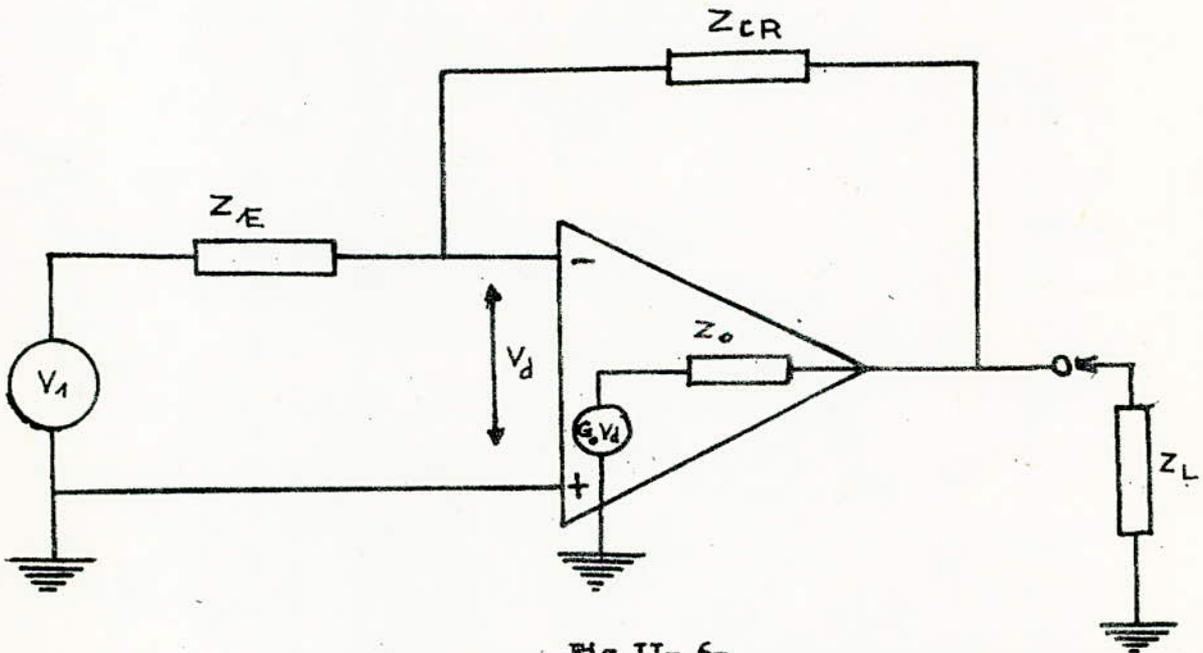


Fig II- 6-
La charge Z_L "voit" également
une impédance de sortie Z_S complexe

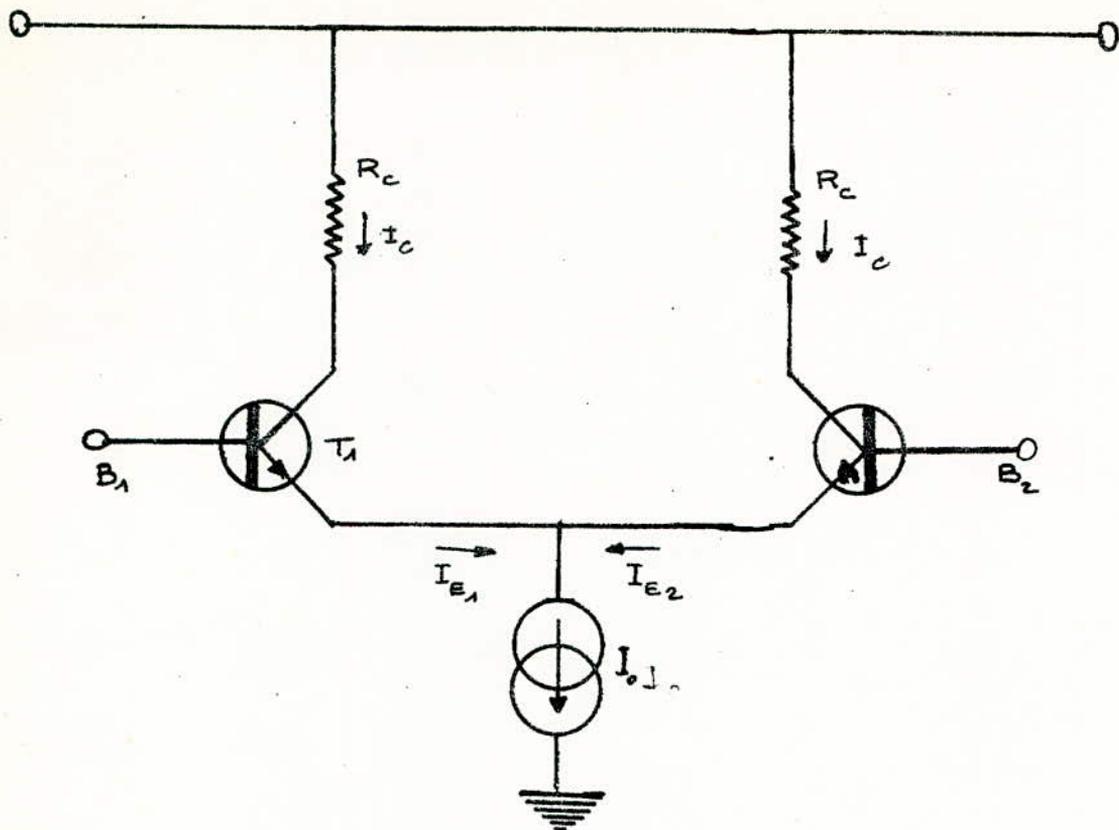


Fig (II.7) : Ampli différentiel

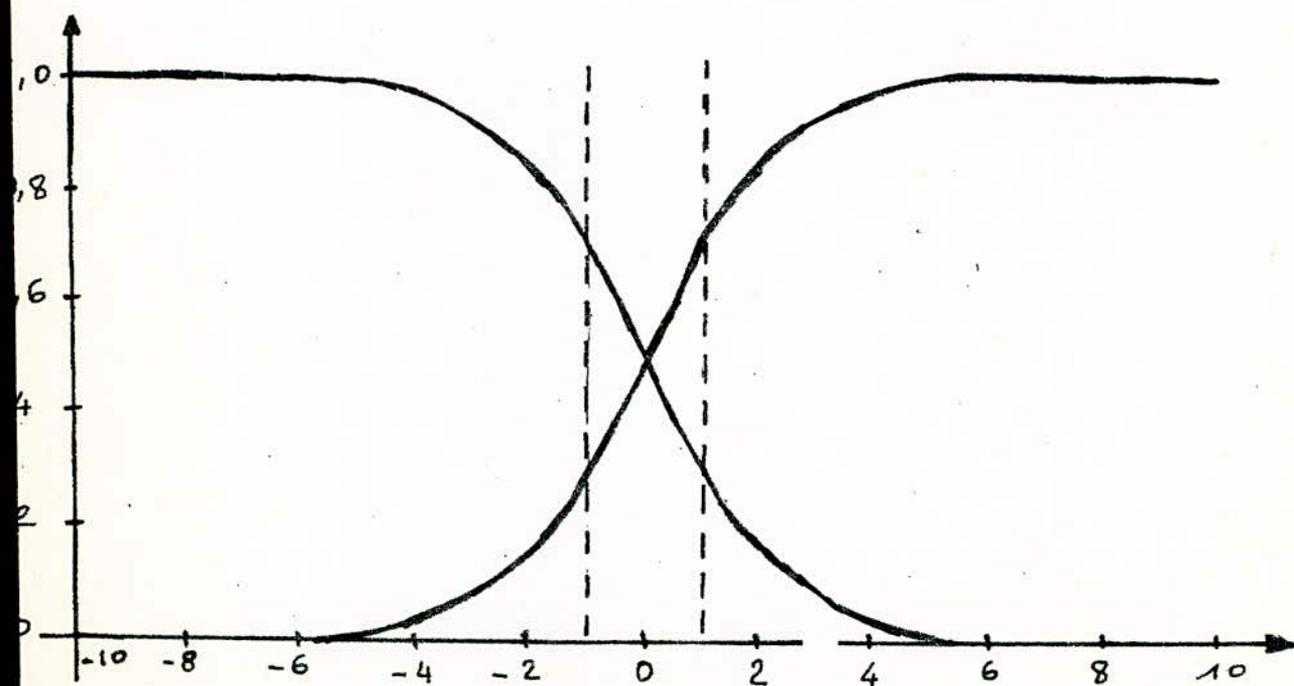
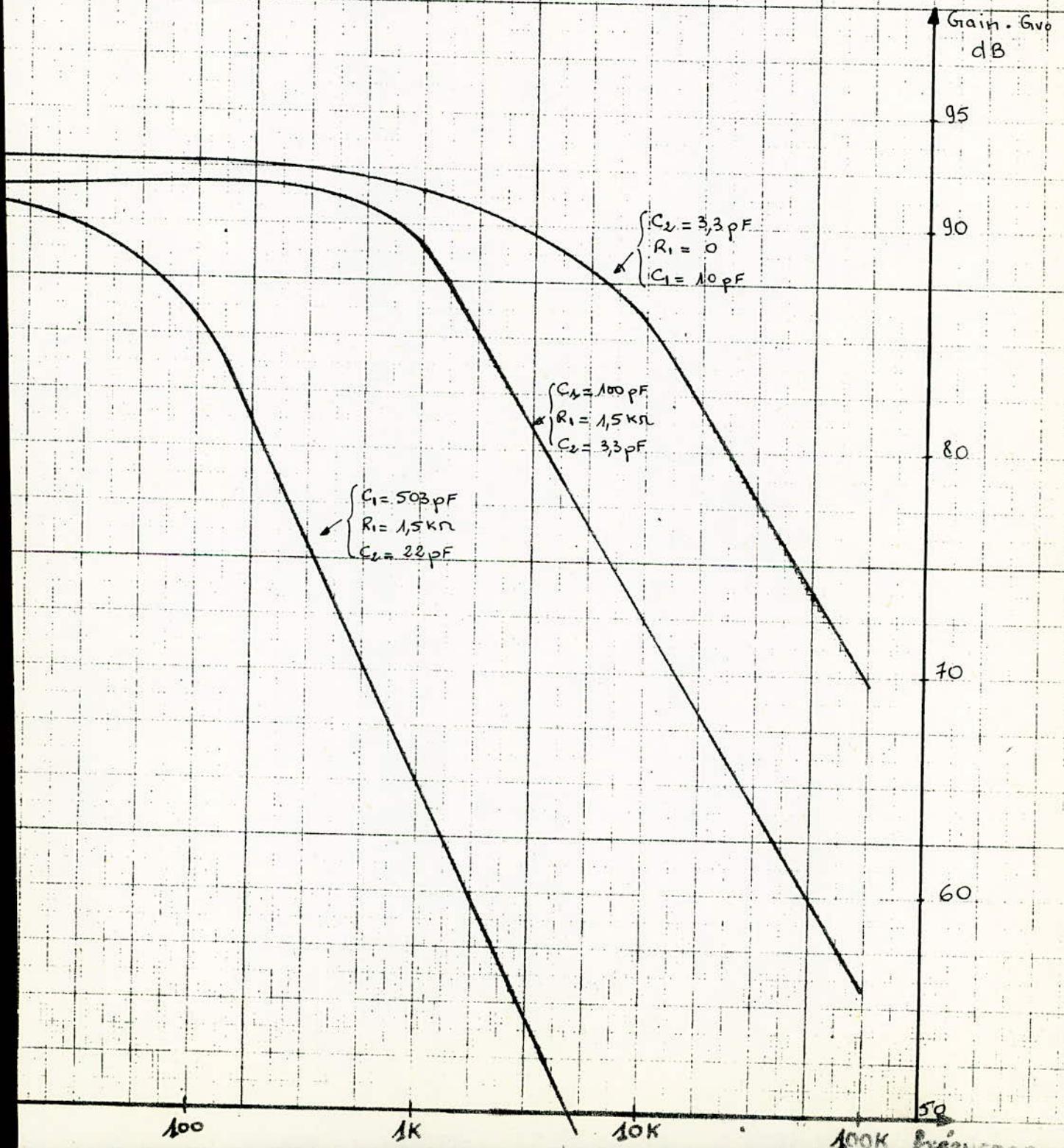
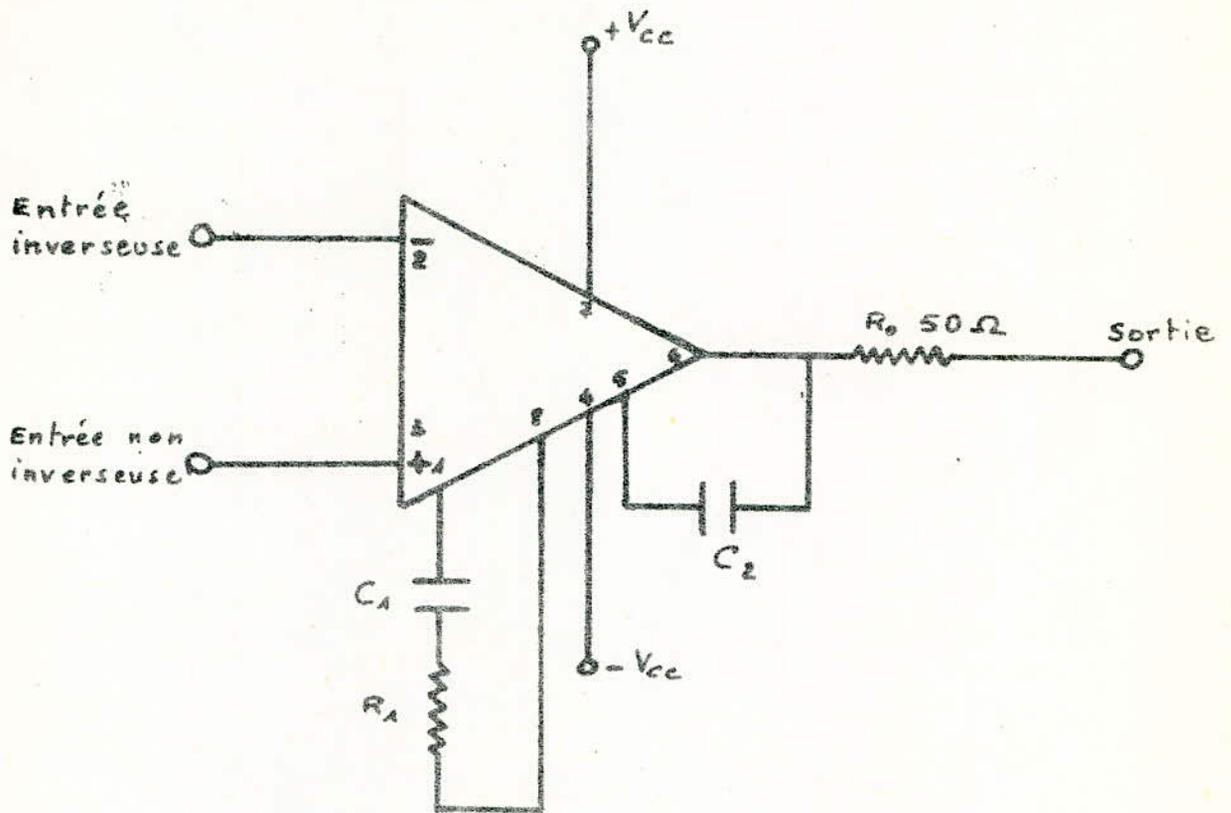


Fig (II.8) : Fonction de Transfert d'un Ampli différentiel

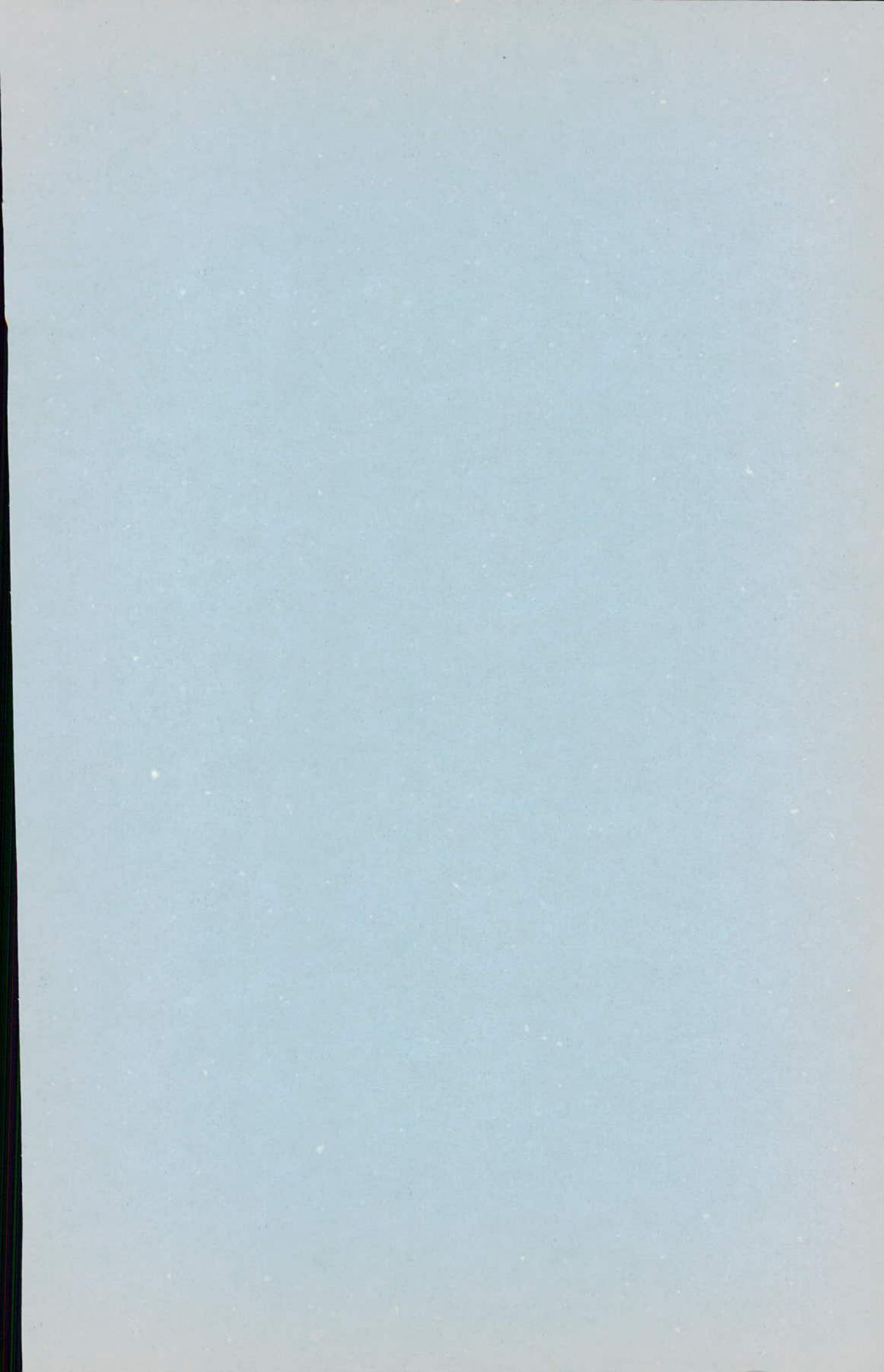
Fig (II.9.a)

Courbes matérialisant les résultats obtenus pour différentes valeurs des éléments du réseau de compensation.





Principe de la compensation en fréquence du μA 709.



III. MESURES DES CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL.

III.1 - INTRODUCTION

Le chapitre précédent nous a permis de définir les principaux paramètres caractérisant le comportement statique et dynamique de l'amplificateur opérationnel.

Dans le présent chapitre nous nous proposons de décrire :

- Les méthodes expérimentales permettant la mesure des grandeurs précédemment définies.

- La comparaison des valeurs expérimentales obtenues avec celles fournies par le constructeur.

III.2 - MESURE DE LA TENSION DE DECALAGE W.

La figure (III 1) donne le schéma de principe permettant d'effectuer une telle mesure.

Rappelons pour mémoire que la tension de décalage d'entrée est la tension fournie par une source de tension idéale pour que la tension de sortie soit nulle.

Dans le schéma de la figure (III.1), la résistance R1 possède une valeur très faible de façon que la chute de tension qui en résulte à ses bornes, du fait de la présence du courant de décalage, soit négligeable devant la grandeur mesurée.

La valeur couramment utilisée est de l'ordre d'une centaine d'Ohms.

La résistance R2 doit avoir une valeur relativement élevée par rapport à R1 de façon à disposer d'un gain en tension appréciable.

Les valeurs couramment utilisées sont comprises entre 100 à 1000 fois la valeur de R1.

La capacité C de valeur relativement élevée est prévue pour éliminer les fréquences supérieures à quelques dizaines de Hertz, ce qui permet d'atténuer fortement le bruit dont les composants HF relativement importants peuvent perturber la mesure.

Des valeurs de l'ordre du microfarad sont courantes.

Les précisions concernant la définition de la grandeur V_d ainsi que celles concernant le choix des éléments étant données, il apparaît que

$$V_d = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s \quad (\text{III.1})$$

V_s étant la tension de sortie mesurée à l'oscilloscope.

Dans la pratique on intercale un filtre de bruit entre la sortie de l'amplificateur en essai et l'entrée de l'oscilloscope.

Le principe de la mesure précédemment décrit nous a permis de dresser le tableau suivant :

	MC 1741 SC	LF 155 J	MC 1709 C
Valeurs mesurées en mV	3,5	1,5	1,6
Valeurs données par le Constructeur.	2.0 mV	1 mV	2.0 mV

Le tableau précédent nous permet de constater que les valeurs de V_d mesurées se situent bien dans les limites des dispersions du paramètre V_d fournies par le constructeur.

III.3 - MESURE DES COURANTS DE DECALAGE ET DE POLARISATION

III.3.1 - INTRODUCTION

La figure (III.2) donne le schéma de principe de la mesure des courants de décalage et de polarisation.

Notons au passage qu'avant d'effectuer la mesure du courant de décalage, il conviendra de procéder éventuellement à la compensation de la tension d'offset en ayant pris soin de fermer les interrupteurs K_1 et K_2 .

Cette précision étant donnée, rappelons que l'on a défini le courant de décalage comme étant la différence entre les courants I_+ et I_- circulant dans les bornes non inverseuse et inverseuse respectivement en l'absence de tout signal d'entrée. On a défini également que le courant de polarisation comme étant la moyenne arithmétique des courants I_+ et I_- .

Les définitions précédentes montrent que la mesure des paramètres I_d et I_p peut-être obtenue par deux mesures successives.

Dans le schéma de la figure (III.2), les résistances R_1 et R_2 doivent avoir des valeurs d'autant plus élevées que les courants à mesurer sont faibles.

Les valeurs couramment utilisées dans le cas de l'amplificateur opérationnel à transistors bipolaires sont comprises entre un et dix méga-Ohms.

III.3.2. - MESURE DE I_+

La mesure de I_+ s'effectue en fermant K_2 et en ouvrant K_1 . La figure (III.3) donne le schéma équivalent permettant de mesurer I_+ - dans la mesure où l'on suppose la résistance R négligeable. Ce qui est généralement justifié puisque cette résistance possède une valeur de 100 Ohms.

Afin que la mesure soit précise, il conviendra d'effectuer la mesure au delà d'un temps Δt relativement important, de l'ordre de quelque centaine de seconde, afin d'obtenir une tension de sortie appréciable.

La figure (III.3) montre que l'amplificateur est monté en suiveur. Il s'ensuit que :

$$\Delta V_s = \Delta V_c = \frac{\Delta t}{C_1} I_+ \quad (\text{III.2})$$

III.3.3. - MESURE DE I_-

La mesure de I_- s'effectue en fermant K_1 et en ouvrant K_2 .

La figure (III.4) donne le schéma équivalent permettant de mesurer I_- .

Le raisonnement fait précédemment nous permet de montrer que

$$I_- = - C_2 \frac{\Delta V_s}{\Delta t} \quad (\text{III.3})$$

III.3.4. - MESURE DU COURANT DE DECALAGE I_d

La valeur du courant de décalage est obtenue en faisant la différence entre les deux courants précédemment obtenus.

III.3.5 - MESURE DU COURANT DE POLARISATION I_p

Nous effectuons la moyenne arithmétique des courants I_+ et I_- pour avoir la valeur du courant de polarisation.

Le tableau suivant présentera les valeurs de I_p et I_d pour trois sortes d'amplificateur opérationnels.

	MC 1741 CP		LF 155		MC 1709 CP	
	I_d	I_p	I_d	I_p	I_d	I_p
Valeurs mesurées nA.	24	92			151,5	132
Valeurs données par le constructeur.	20 nA	80 nA	3 pA	30 pA	100 nA	300 nA

Note : Les valeurs de I_d et I_p des LF étant très faibles, il nous a été impossible de les mesurer à l'aides des appareils dont nous disposions.

III.4. - MESURE DU GAIN EN BOUCLE OUVERTE G_o

La figure (III.5) donne le schéma de principe de la mesure du gain en boucle ouverte.

Avant d'effectuer cette mesure, il conviendra de régler l'offset.

Nous avons défini le gain en boucle ouverte comme étant le rapport entre la tension de sortie V_s et la tension différentielle V_d existant entre les deux bornes d'entrée de l'amplificateur.

Compte tenu de cette définition, le schéma de la figure (III.5) nous permet d'écrire.

$$V_d = V_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_B \quad (\text{III.4})$$

d'où

$$G_o = \frac{V_s}{V_d} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{V_s}{V_B} \quad (\text{III.5})$$

Le principe de la mesure de G_o nous permet de dresser le tableau suivant :

	MC 1741 SC	LF 155	MC 1709 C
Valeurs mesurées: V/V_m	110	278	17
Valeurs données par le Constructeur V/V_m	100	200	45

III.5. - MESURE DE L'IMPEDANCE D'ENTREE

D'une façon générale, la mesure de l'impédance d'entrée s'effectue en utilisant la loi d'Ohm. Ce qui revient à dire que la valeur de l'impédance différentielle d'entrée peut-être obtenue par le rapport d'une tension sur un courant.

Dans le cas présent, du fait de la valeur élevée de l'impédance à mesurer le courant qui en résulte est relativement faible, ce qui explique quelque peu sa mesure en utilisant un appareillage courant.

C'est la raison pour laquelle nous avons préféré utiliser un montage plus compliqué dont le schéma de principe est donné figure (III.6).

Cette mesure qui sera décrite dans la suite nécessite la connaissance du gain en boucle ouverte G_o .

Compte tenu des remarques précédentes, on pourra écrire en se rapportant à la figure (III.6) :

$$V_3 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2 \quad (\text{III.6})$$

$$V_d = \frac{Z_d}{R_3 + R_4 + Z_d} V_3 \quad (\text{III.7})$$

$$V_d = \frac{V_s}{G_o} \quad (\text{III.8})$$

D'où l'on tire

$$Z_d = \frac{\frac{V_s}{G_o} (R_3 + R_4)}{V_3 - \frac{V_s}{G_o}} \quad (\text{III.9})$$

Dressons un tableau donnant des valeurs de Z_d pour différentes sortes d'amplificateurs opérationnels.

	MC 1741 SC	LF 155	MC 1709C
Valeurs mesurées	1,031 M Ω		77 K Ω
Valeurs données par le Constructeur	1,0 M Ω	10 ¹² Ω	250 K Ω

Note : même remarque que pour la mesure de I_d et I_p .

III.6 - IMPEDANCE D'ENTREE EN MODE COMMUN Z_m

Rappelons pour mémoire que l'on appelle impédance d'entrée en mode commun est l'impédance équivalente entre l'une des bornes et la masse.

La figure (III.7) donne le schéma de principe permettant d'effectuer la mesure.

Le principe du diviseur de tension nous permet d'écrire :

$$V_s = \frac{Z_m}{Z_m + R} V_1 \quad (\text{III.10})$$

La résistance R étant donnée, il suffira de lire V_s et V_1 pour en déduire Z_m .

Ce paramètre étant généralement peu important les constructeurs ne précise pas sa valeur.

Nous avons cependant mesuré ce paramètre pour le MC 1741.

Nous avons ainsi obtenu $Z_m = 1 \text{ M}\Omega$.

III.7. - MESURE DE L'IMPEDANCE DE SORTIE Z_s :

La figure (III.8) donne le schéma de principe de la mesure du paramètre Z_s .

La mesure de Z_s découle directement du théorème de Thévenin qui dit : vu de la charge R_l , l'amplificateur est équivalent à une source de tension caractérisée par sa f.e.m et son impédance équivalente de Thévenin, égale à Z_s , comme le montre la figure (III.9).

La mesure de Z_s s'effectue en deux étapes :

$$R_l = \infty \rightarrow V_s = e_{\text{T}} \quad (III.11)$$

$$R_l = Z_s \rightarrow V_s = \frac{R_l}{R_l + Z_s} e_{\text{T}} = \frac{e_{\text{T}}}{2} \quad (III.12)$$

Tableau donnant la valeur de Z_s pour quelques amplificateurs opérationnels.

	MC 1741 SC	LF 155	MC 1709
Valeurs mesurées	80 Ω	7,15 Ω	40,2 Ω
Valeurs données par le Constructeur	75 Ω	non spécifiées	150 Ω

III.8 - MESURE DU RAPPORT DE REJECTION EN MODE COMMUN

Nous rappelons pour mémoire que l'on définit le rapport de rejection en mode commun comme le rapport de la tension de mode commun à l'une des entrées de l'amplificateur.

La figure (III.9) donne le schéma de principe permettant la mesure du paramètre précédemment défini.

Le rapport de rejection étant défini par la relation :

$$R.R.M.C. (db) = 20 \log \frac{V_m \cdot G_o}{V_s} \quad (III.13)$$

relation qui montre, connaissant G_o , il suffira de mesurer V_m et V_s pour en déduire R.R.M.C.

Le principe de la mesure précédemment décrit nous a permis de dresser le tableau suivant :

	MC 1741' CP	LF 155	MC 1700 C
Valeurs mesurées: dB	92	108	84,80
Valeurs données par le Constructeur : dB	90	100	90

III.9 - MESURE DU SLEW-RATE

La figure (III.10) permet de mesurer le slew-rate (vitesse de balayage).

Le principe de la mesure consiste à attaquer le montage, contre-réactionné par une résistance très grande, par des signaux carrés de faible temps de montée et de mesurer le taux de variation dV_s/dt de la tension de sortie.

Dans la pratique, le circuit limiteur enfermé dans le rectangle est prévu pour éviter la saturation de l'amplificateur.

Dressons un tableau de mesure de ce paramètre en considérant trois sortes d'amplificateurs opérationnels.

	MC 1741 CP	LF 155	MC 1709 C
Valeurs mesurées : $V/\mu s$	0,12	1	12
Valeurs données par le constructeur : $V/\mu s$	0,5	5	non spécifiée

III.10 - MESURE DU PRODUIT GAIN-BANDE

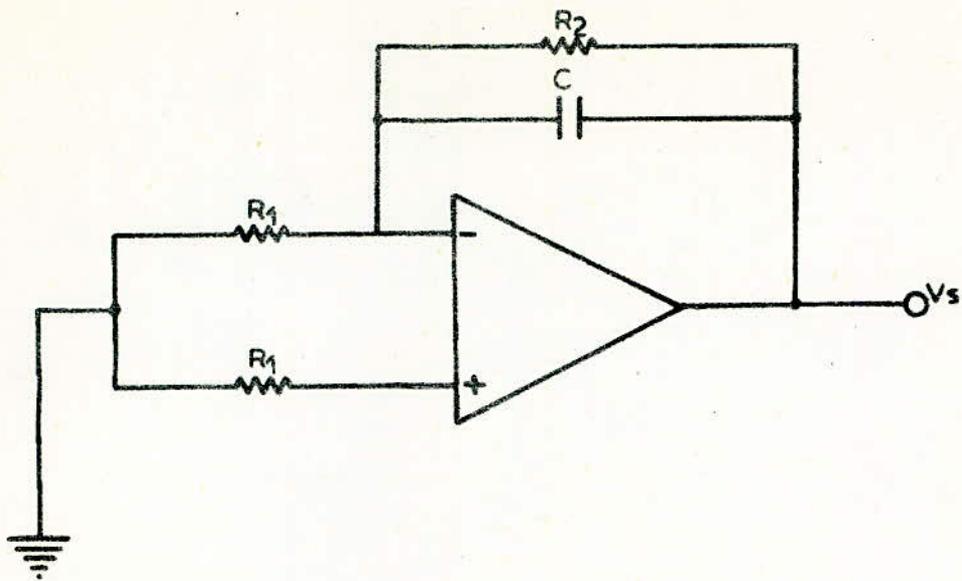
Rappelons pour mémoire que l'on appelle produit gain-bande d'un amplificateur, la fréquence f_1 à partir de laquelle pour une tension d'entrée fixe, la tension de sortie commence à décroître.

Cette définition étant donnée, le principe de la mesure du paramètre précédent est évidente.

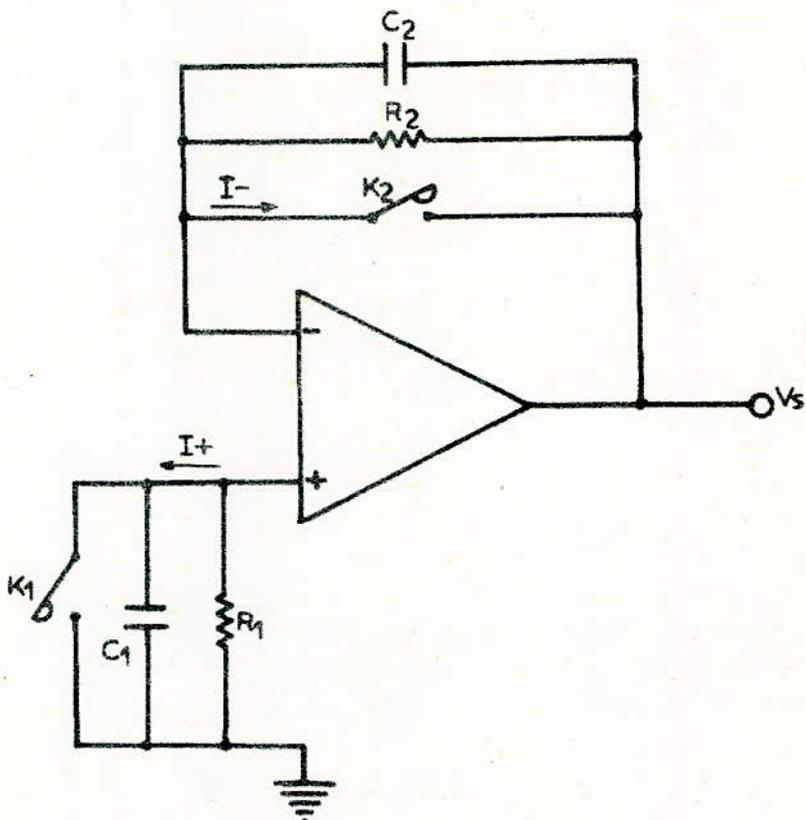
La figure (III.11) donne le schéma de principe de la mesure du produit.

Tableau présentant les valeurs du produit gain-bande pour trois amplificateurs différents.

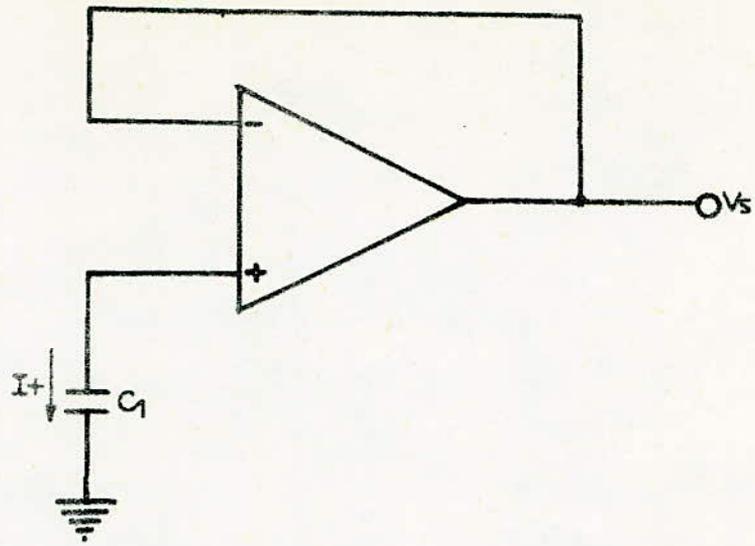
	MC 1741 SC	LF 155	MC 1709 C
Valeurs mesurées : KH_z	250	500	120
Valeurs données par le constructeur : KH_z	200	2,5 MH_z	non spécifié



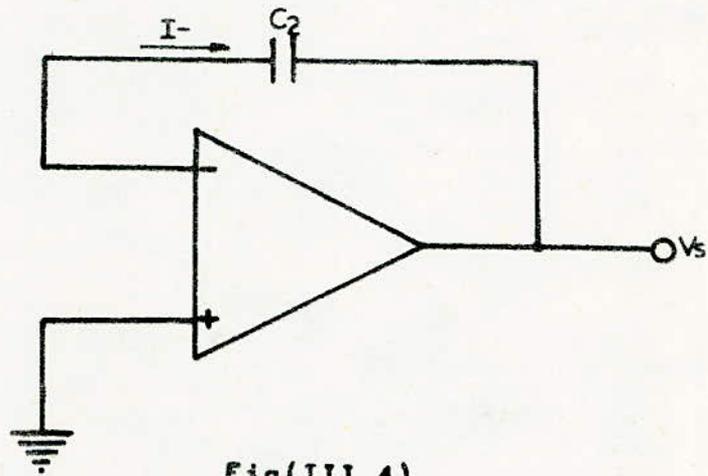
Fig(III.1): Mesure de la tension de décalage d'entrée d'un ampli.op



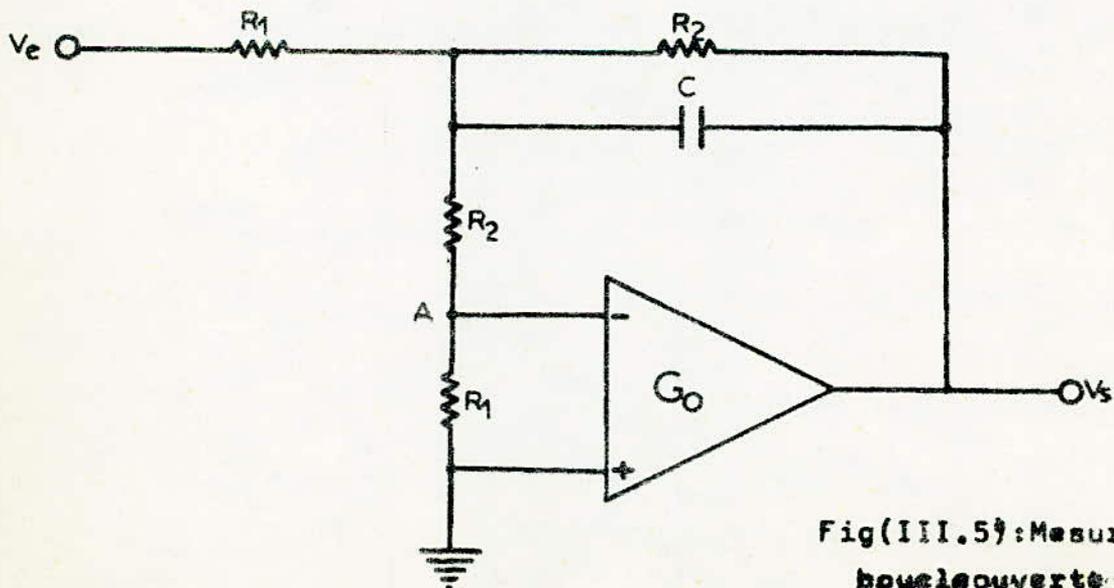
Fig(III.2): Mesure des courants de décalage d'un ampli.op.



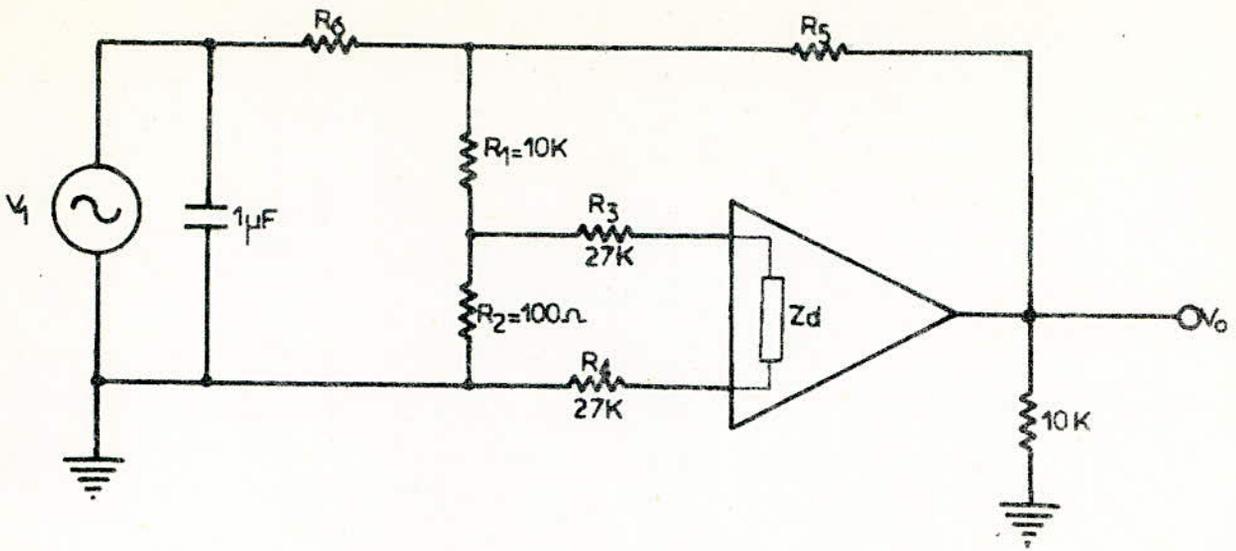
Fig(III.3)



Fig(III.4)



Fig(III.5): Mesure du gain en boucle ouverte d'un ampli.op.



Fig(III.6): Mesure de l'impédance d'entrée d'un ampli.op.

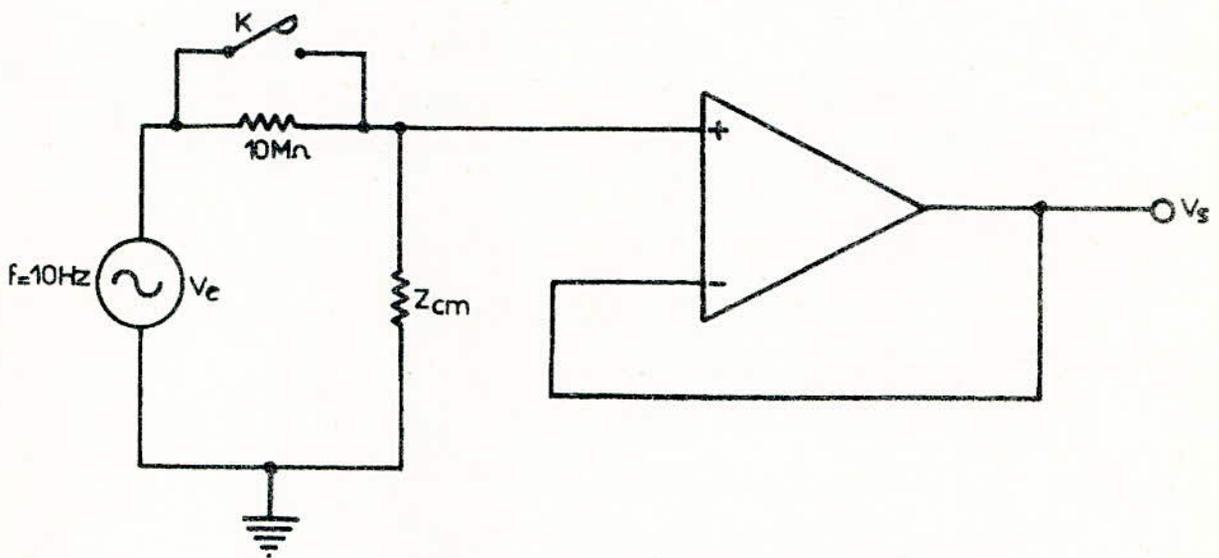
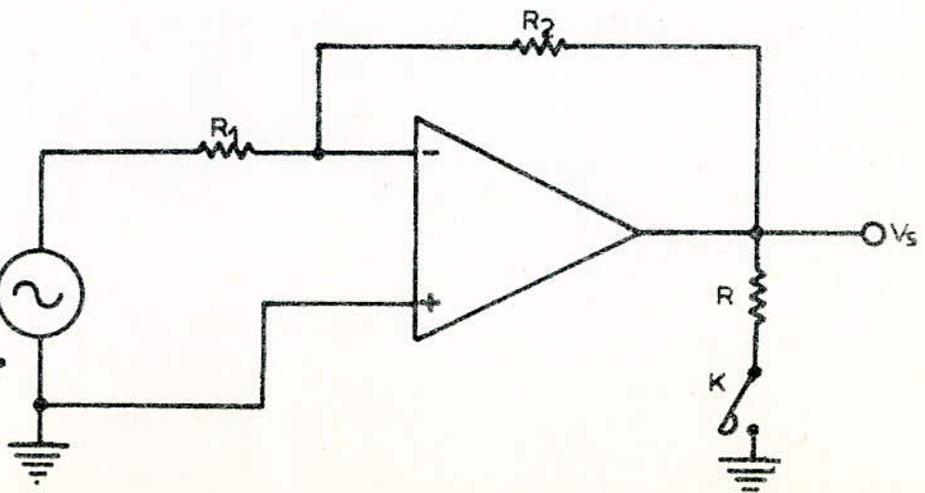


Fig (III.7): Mesure de l'impédance d'entrée en mode commun d'un ampli. op.

(III.8): Mesure de l'impédance de sortie d'un ampli.op.



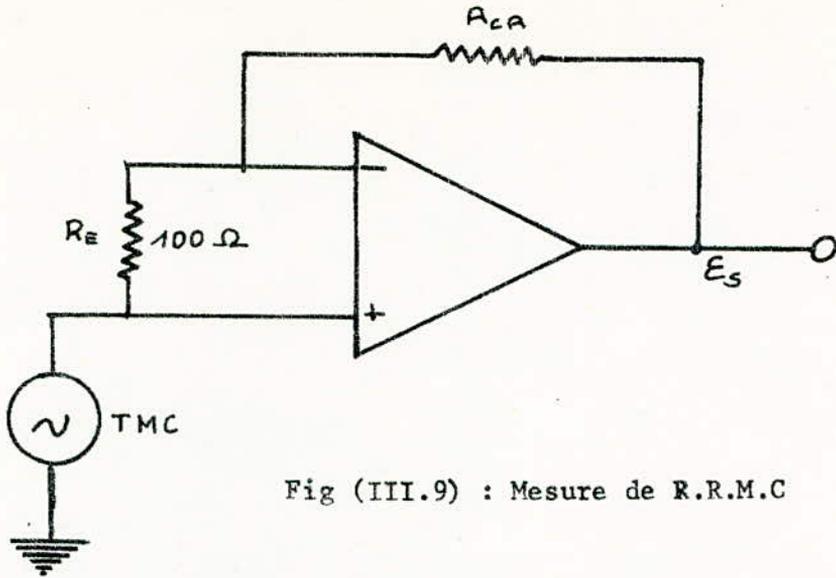


Fig (III.9) : Mesure de R.R.M.C

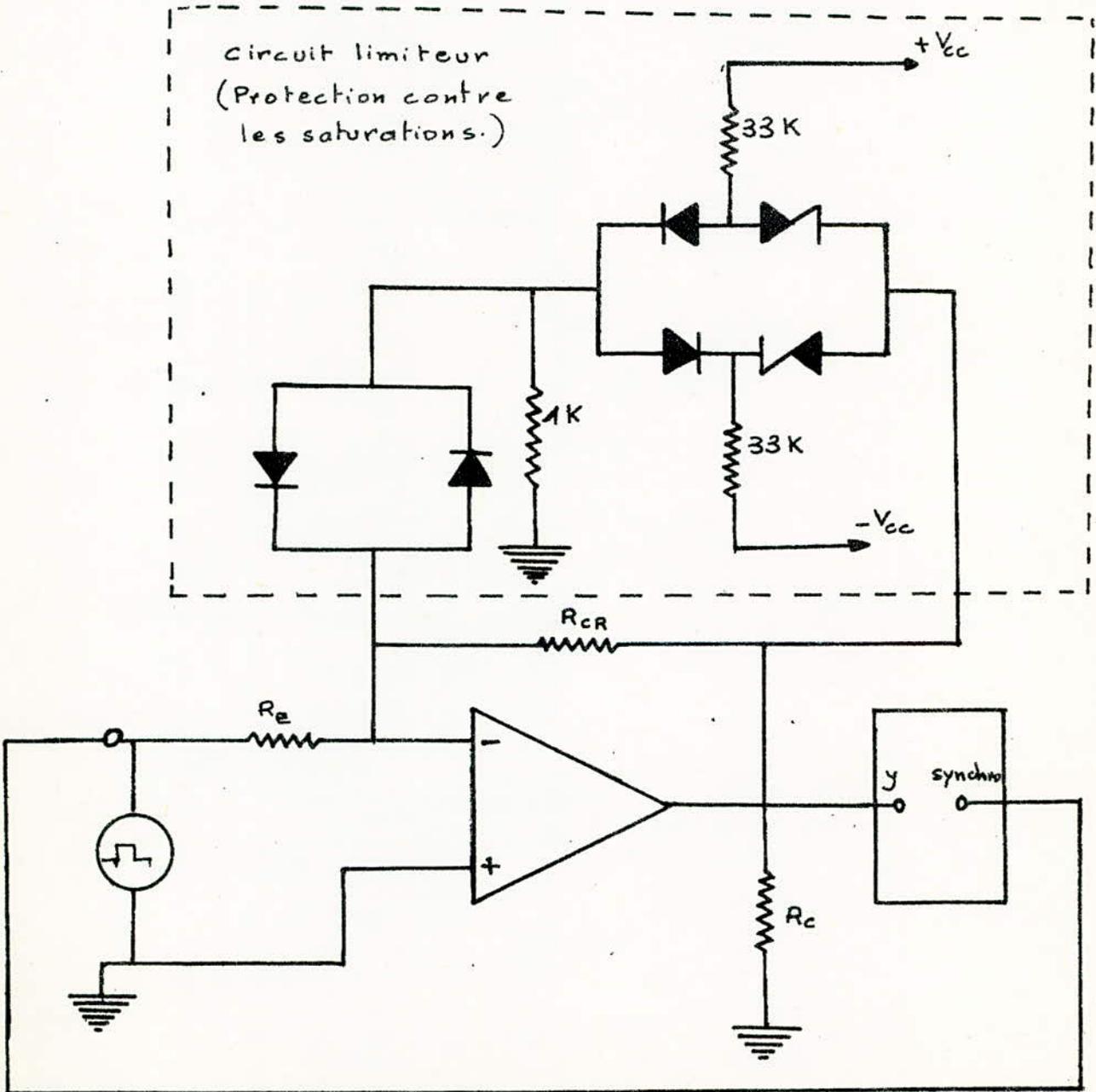


Fig (III.10) : Mesure du Slew - rate

$$S = 2 \pi f_p V_{smax}$$

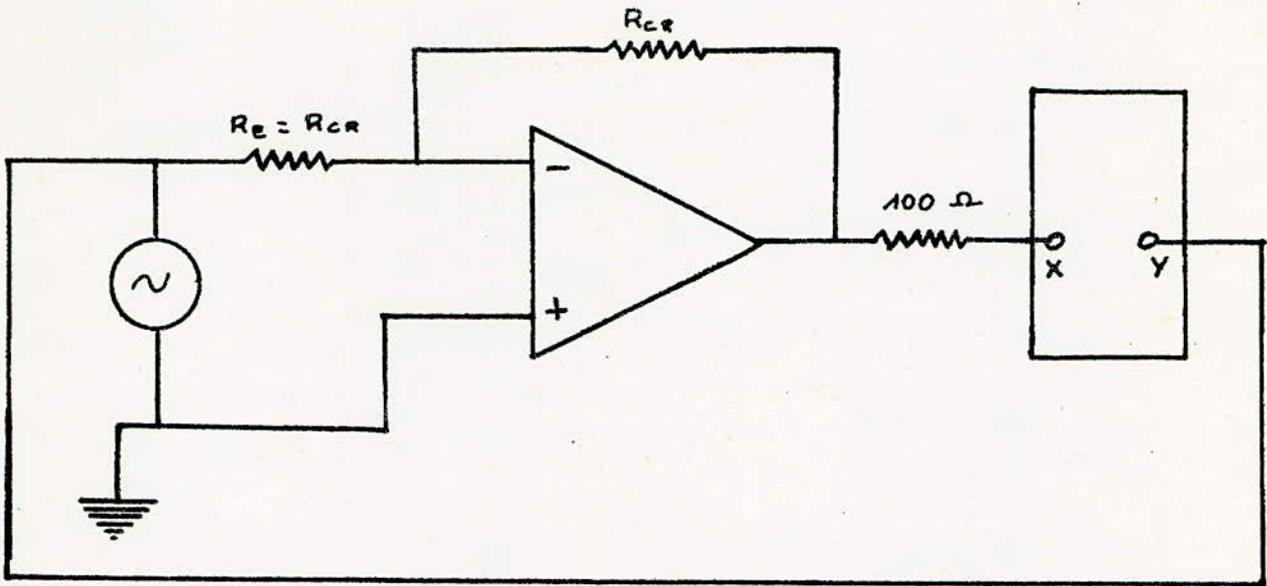
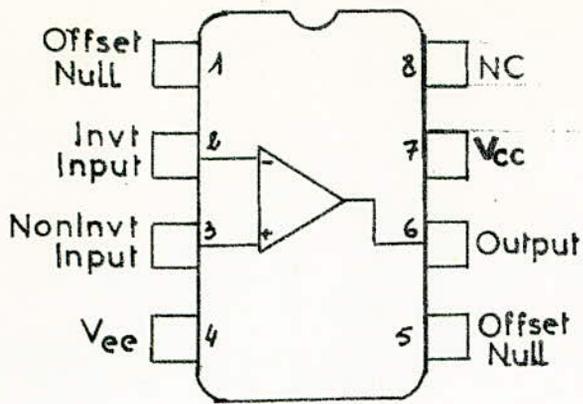


Fig (III.11) : Mesure du produit Gain - Bande

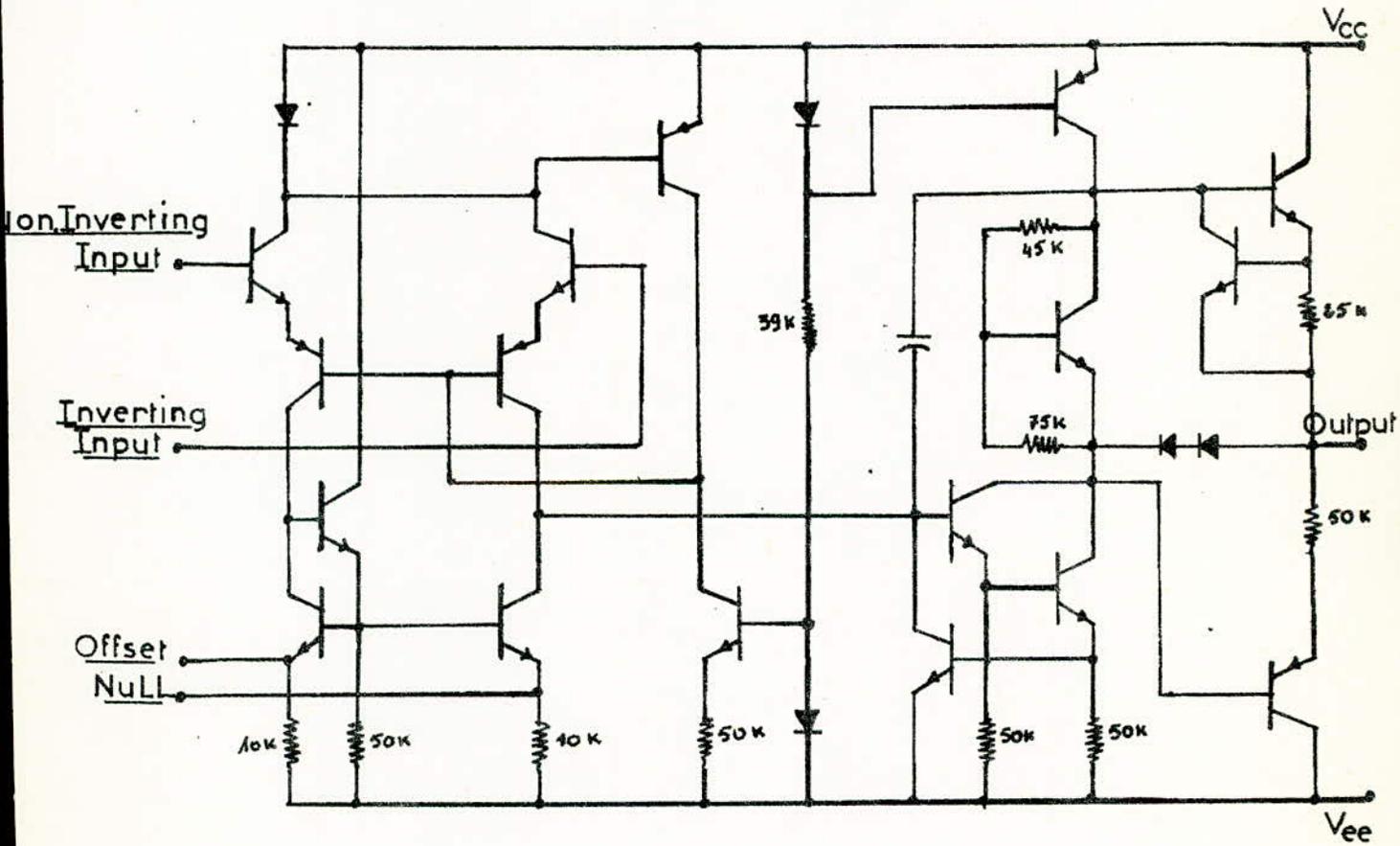
$$R_{cr} = \frac{V_{smax}}{I_{smax}}$$

R_{cr} donnée généralement par le constructeur.



Brochage = MC1741 _ MC1709
 LF155 _ LF156

EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC MC1741/C



MC1741, MC1741C (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, V_{EE} = -15 V, T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC1741			MC1741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (R _S < 10 k)	V _{IO}		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
Input Offset Current	I _{IO}		20	200		20	200	nA
Input Bias Current	I _{IB}		80	500		80	500	nA
Input Resistance	r _i	0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
Input Capacitance	C _i		1.4			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range	V _{IO} R		+15			+15		mV
Common Mode Input Voltage Range	V _{ICR}	+12	+13		+12	+13		V
Large Signal Voltage Gain (V _{out} = ±10 V, R _L ≥ 2.0 k)	A _v	50	200		20	200		V/mV
Output Resistance	r _o		75			75		Ω
Common Mode Rejection Ratio (R _S < 10 k)	CMRR	70	90		70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio (R _S < 10 k)	PSRR		30	150		30	150	μV/V
Output Voltage Swing (R _L ≥ 10 k) (R _L ≥ 2 k)	V _O	+12 +10	+14 +13		+12 +10	+14 +13		V
Output Short-Circuit Current	I _{OS}		25			25		mA
Supply Current	I _D		1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	P _D		50	85		50	85	mW
Transient Response (Unity Gain) (V _{in} = 20 mV, R _L = 2.0 k) (C _L < 100 pF) (R _L ≥ 2.0 k)	Rise Time	t _{RLH}	0.3			0.3		μs
	Overshoot	os	5.0			5.0		%
	Slew Rate	SR	0.5			0.5		V/μs

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, V_{EE} = -15 V, T_A = *T_{high} to T_{low} unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	MC1741			MC1741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (R _S < 10 kΩ)	V _{IO}		1.0	6.0			7.5	mV
Input Offset Current (T _A = 125°C) (T _A = -55°C) (T _A = 0°C to +75°C)	I _{IO}		70 85	200 500			300	nA
Input Bias Current (T _A = 125°C) (T _A = -55°C) (T _A = 0°C to +75°C)	I _{IB}		30 300	500 1500			800	nA
Common Mode Input Voltage Range	V _{ICR}	+12	+13					V
Common Mode Rejection Ratio (R _S < 10 k)	CMRR	70	90					dB
Supply Voltage Rejection Ratio (R _S < 10 k)	PSRR		30	150				μV/V
Output Voltage Swing (R _L ≥ 10 k) (R _L ≥ 2 k)	V _O	+12 +10	+14 +13		+10	+13		V
Large Signal Voltage Gain (R _L ≥ 2 k, V _{out} = ±10 V)	A _v	25			15			V/mV
Supply Currents (T _A = 125°C) (T _A = -55°C)	I _D		1.6 2.0	2.5 3.3				mA
Power Consumption	P _D		45 60	75 100				mW

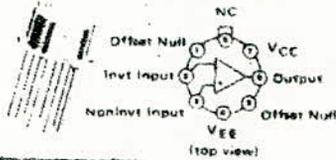
*T_{high} = 125°C for MC1741 and 75°C for MC1741C
 T_{low} = -55°C for MC1741 and 0°C for MC1741C

LF155 • LF156 • LF157*
 LF155A • 156A • 157A
 LF355 • LF356 • LF357
 LF355A • 356A • 357A

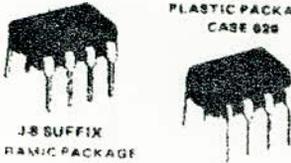
MONOLITHIC
 JFET
 OPERATIONAL AMPLIFIERS

SILICON MONOLITHIC
 INTEGRATED CIRCUIT

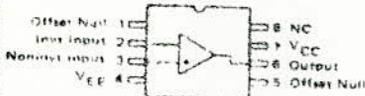
M SUFFIX
 METAL PACKAGE
 CASE 601



N SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 626



J8 SUFFIX
 CERAMIC PACKAGE
 CASE 693



Advance Information

MONOLITHIC JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

These internally compensated operational amplifiers incorporate highly matched JFET transistors on the same chip with standard bipolar transistors. The JFET transistors enhance the input characteristics of these operational amplifiers by more than an order of magnitude over conventional amplifiers.

This series of op amps combines the low current characteristics typical of FET amplifiers with the low initial offset voltage and offset voltage stability of bipolar amplifiers. Also nulling the offset voltage does not degrade the drift or common mode rejection.

- Low Input Bias Current - 30 pA
- Low Input Offset Current - 3.0 pA
- Low Input Offset Voltage - 1.0 mV

LF155/A, LF156/A, LF157/A, LF355/A, LF356/A, LF357/A

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +15 to +20 V, V_{EE} = -15 to -20 V, T_A = T_{low} to T_{high}) (note 2) unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LF155/6/7			LF355/6/7*			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (R _g = 50 Ω, V _{CM} = 0) (T _A = 25°C)	V _{IO}	-	-	7.0	-	-	13	mV
Input Offset Current (T _J = 25°C) (2)	I _{IO}	-	3.0	5.0	-	3.0	10	pA
Input Bias Current (T _J < T _{high} , V _{CM} = 0)	I _{IB}	-	3.0	20	-	3.0	50	pA
Input Resistance (T _J = 25°C)	r _i	-	-	20	-	-	2.0	nA
Input Common-Mode Voltage Range (V _{CC} = +15 V)	V _{ICR}	-	10 ¹²	-	-	10 ¹²	-	Ω
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	+11	+15.1	-	+10	+15.1	-	V
Supply Voltage Rejection Ratio	PSRR	-12.0	-	-	-12.0	-	-	dB
Supply Current LF156/356 LF157/357 LF356/357	I _D	85	100	-	80	100	-	dB
		-	2.0	4.0	-	2.0	4.0	mA
		-	5.0	7.0	-	-	-	
		-	-	-	-	5.0	10	

*V_{CC} = +18 V

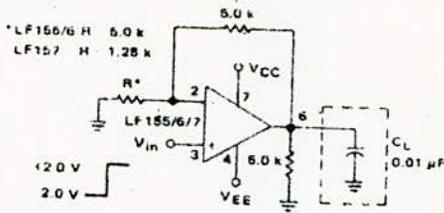
AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +15 V, T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LF155/355			LF156/356			LF157/357			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Slew Rate (A _v = 1) LF155/355 (A _v = 5) LF157	SR	-	5.0	-	7.6*	12	-	30*	50	-	V/μs

LF155/A, LF156/A, LF157/A, LF355/A, LF356/A, LF357/A

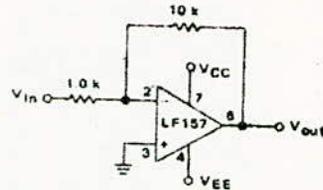
TYPICAL CIRCUIT CONNECTIONS

FIGURE 1 - DRIVING CAPACITIVE LOADS



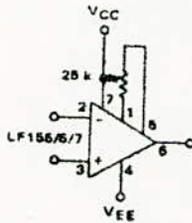
Due to a unique output stage design these amplifiers have the ability to drive large capacitive loads and still maintain stability.
 $CL(max) = 0.01 \mu F$
 Overshoot $< 20\%$
 Settling time (t_s) = $8.0 \mu s$

FIGURE 2 - LARGE POWER BANDWIDTH AMPLIFIER



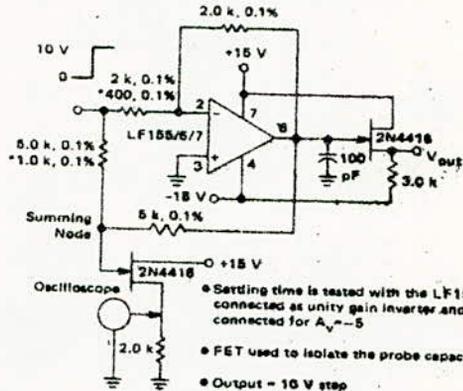
For distortion $< 1\%$ and a 20 Vp-p V_{out} swing, power bandwidth is: 500 kHz.

FIGURE 3 - INPUT OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENT



- V_{IO} is adjusted with a 25 k potentiometer
- The potentiometer wiper is connected to V_{CC}
- For potentiometers with temperature coefficient of 100 ppm/ $^{\circ}C$ or less the additional drift with adjust is $\approx 0.5 \mu V / ^{\circ}C/mV$ of adjustment.
- Typical overall drift: $5.0 \mu V / ^{\circ}C \pm (0.5 \mu V / ^{\circ}C/mV$ of adjustment.)

FIGURE 4 - SETTLING TIME TEST CIRCUIT



- Settling time is tested with the LF155/6 connected as unity gain inverter and LF157 connected for $A_v = -5$
- FET used to isolate the probe capacitance
- Output = 10 V step
- $A_v = -5$ for LF 157

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	LF155A, 156A, 157A	LF355A, 356A, 357A	LF155, LF156, LF157	LF355, LF356, LF357	Units
Supply Voltage	V_{CC} V_{EE}	+22 -22	+22 -22	+22 -22	+18 -18	V
Differential Input Voltage	V_{ID}	± 40	± 40	± 40	± 30	V
Input Voltage Range (1)	V_{IDR}	± 20	± 20	± 20	± 18	V
Output Short-Circuit Duration	ISC	Continuous				
Operating Ambient Temperature Range	T_A	-55 to +125	0 to +70	-55 to +125	0 to +70	$^{\circ}C$
Operating Junction Temperature	T_J	150	100	150	100	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150				$^{\circ}C$

Note 1. Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

MC1709, MC1709A, MC1709C (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (unless otherwise noted, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	MC1709C			Unit
		Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $9.0\text{ V} < V_{CC} < 15\text{ V}$, $-9.0\text{ V} > V_{EE} > -15\text{ V}$)	V_{IO}	-	2.0	7.5	mV
Input Offset Current	I_{IO}	-	100	500	nA
Input Bias Current	I_{IB}	-	300	1500	nA
Input Resistance	r_i	50	250	-	$\text{k}\Omega$
Output Resistance	r_o	-	150	-	Ω
Power Consumption	P_C	-	80	200	mW
Large Signal Voltage Gain ($R_L \geq 2.0\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$)	A_V	15	45	-	V/mV
Output Voltage Range ($R_L \geq 10\text{ k}\Omega$) ($R_L \geq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{OR}	± 12 ± 10	± 14	-	V
Input Common-Mode Voltage Range	V_{ICR}	± 9.0	± 10	-	V
Common-Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$)	CMRR	65	90	-	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$)	PSRR	-	25	200	$\mu\text{V/V}$
Transient Response See Figure 8 Rise Time Overshoot	T_{TLH} OS	-	0.3 10	-	μs %

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (unless otherwise specified, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C)

Parameter	Symbol	MC1709C			Unit
		Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $9.0\text{ V} < V_{CC} < 15\text{ V}$, $-9.0\text{ V} > V_{EE} > -15\text{ V}$)	V_{IO}	-	-	10	mV
Input Offset Current	I_{IO}	-	-	750	nA
Input Bias Current	I_{IB}	-	-	2.0	μA
Large Signal Voltage Gain ($R_L \geq 2.0\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{ V}$)	A_V	12	-	-	V/mV
Input Resistance	r_i	35	-	-	$\text{k}\Omega$

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 2 - TEST CIRCUIT
 $V_{CC} = +15\text{ Vdc}$, $V_{EE} = -15\text{ Vdc}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$

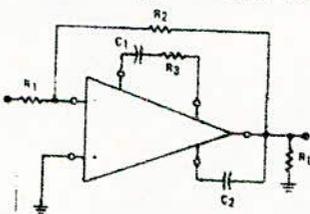


Fig. No.	Curve No.	Test Conditions				
		$R_1 (\Omega)$	$R_2 (\Omega)$	$R_3 (\Omega)$	$C_1 (\text{pF})$	$C_2 (\text{pF})$
3	1	10 k	10 k	1.5 k	5.0 k	200
	2	10 k	100 k	1.5 k	500	20
	3	10 k	1.0 M	1.5 k	100	3.0
	4	1.0 k	1.0 M	0	10	3.0
4	1	1.0 k	1.0 M	0	10	3.0
	2	10 k	1.0 M	1.5 k	100	3.0
	3	10 k	100 k	1.5 k	500	20
	4	10 k	10 k	1.5 k	5.0 k	200
5	1	0	∞	1.5 k	5.0 k	200
	2	0	∞	1.5 k	500	20
	3	0	∞	1.5 k	100	3.0
	4	0	∞	0	10	3.0

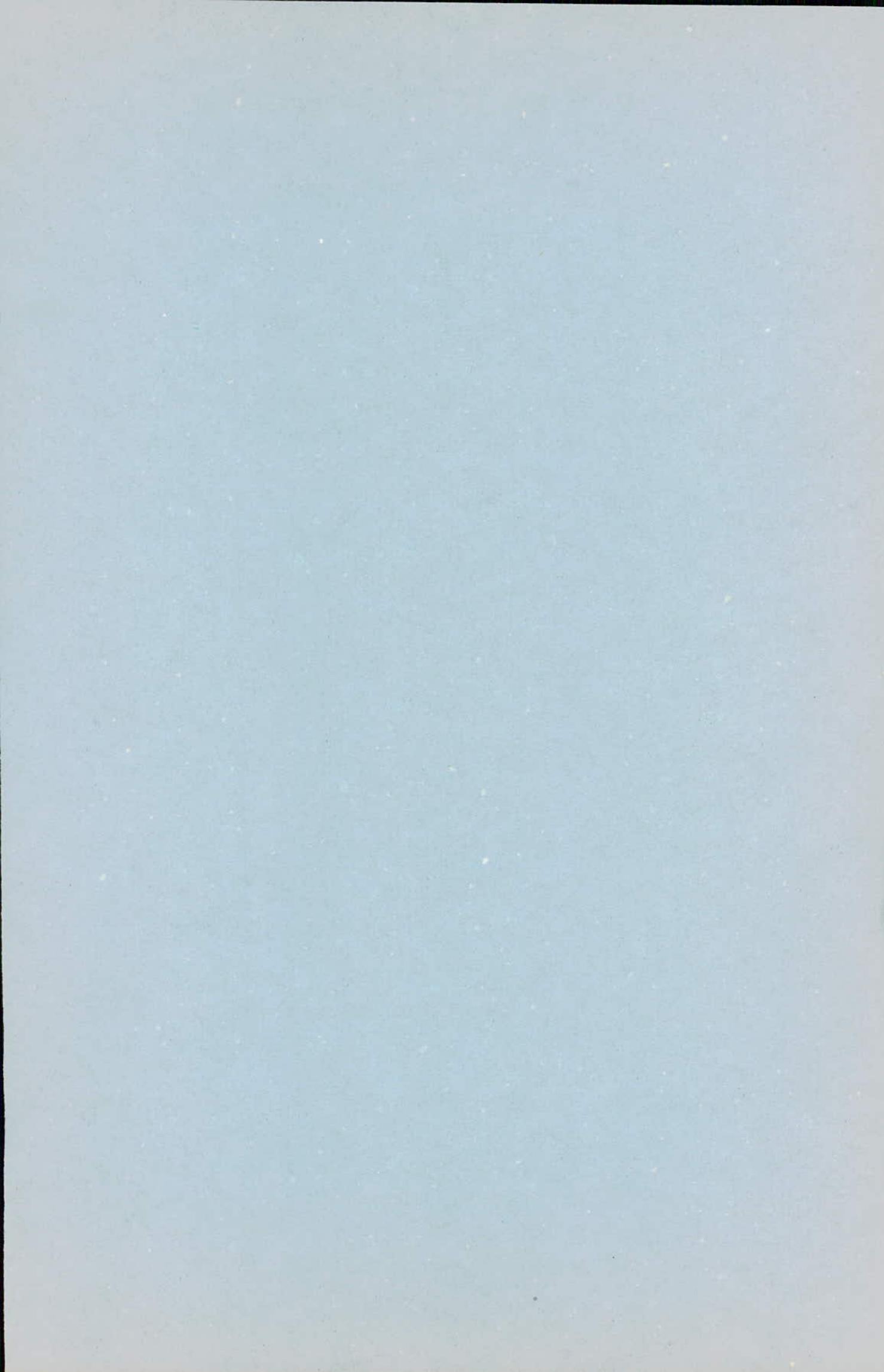
MC1709, MC1709A, MC1709C (continued)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (unless otherwise noted, $9.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq 15\text{ V}$, $-9.0\text{ V} \geq V_{EE} \geq -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	MC1709A			MC1709			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	—	0.6	2.0	—	1.0	5.0	mV
Input Offset Current	I_{IO}	—	10	50	—	50	200	nA
Input Bias Current	I_{IB}	—	100	200	—	200	500	nA
Input Resistance	r_i	350	700	—	150	400	—	k Ω
Output Resistance	r_o	—	150	—	—	150	—	Ω
Power Supply Currents ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$)	I_{CC}/I_{EE}	—	2.5	3.6	—	—	—	mA
Power Consumption ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$)	P_C	—	75	108	—	80	165	mW
Transient Response ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$) See Figure 8								
Risetime	t_{RLH}	—	—	1.5	—	0.3	1.0	μs
Overshoot	OS	—	—	30	—	10	30	%

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (unless otherwise noted, $9.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq 15\text{ V}$, $-9.0\text{ V} \geq V_{EE} \geq -15\text{ V}$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	MC1709A			MC1709			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	—	—	3.0	—	—	6.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage ($R_S = 50\text{ }\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ to 125°C) ($R_S = 50\text{ }\Omega$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to 25°C) ($R_S = 50\text{ }\Omega$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to 125°C) ($R_S = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ to 125°C) ($R_S = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to 25°C) ($R_S = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = -55^\circ\text{C}$ to 125°C)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	—	1.8	10	—	—	—	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current ($T_A = -55^\circ\text{C}$) ($T_A = 125^\circ\text{C}$)	I_{IO}	—	40	250	—	100	500	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current ($T_A = -55^\circ\text{C}$ to 25°C) ($T_A = 25^\circ\text{C}$ to 125°C)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	—	0.45	2.8	—	—	—	nA/ $^\circ\text{C}$
Input Bias Current ($T_A = -55^\circ\text{C}$)	I_{IB}	—	300	600	—	500	1500	nA
Input Resistance ($T_A = -55^\circ\text{C}$)	r_i	85	170	—	40	100	—	k Ω
Input Common-Mode Voltage Range ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$)	V_{ICR}	± 8.0	± 10	—	± 8.0	± 10	—	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$)	CMRR	80	110	—	70	90	—	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$)	PSRR	—	40	100	—	25	150	$\mu\text{V}/\text{V}$
Large Signal Voltage Gain ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $R_L \geq 2.0\text{ k}\Omega$, $V_O = \pm 15\text{ V}$)	A_V	25	45	70	25	45	70	V/mV
Output Voltage Range ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$) ($R_L \geq 10\text{ k}\Omega$) ($R_L \geq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{OR}	± 12 ± 10	± 14 ± 13	—	± 12 ± 10	± 14 ± 13	—	V
Power Supply Currents ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$) ($T_A = -55^\circ\text{C}$) ($T_A = 125^\circ\text{C}$)	I_{CC}/I_{EE}	—	2.7	4.5	—	—	—	mA
Power Consumption ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$) ($T_A = -55^\circ\text{C}$) ($T_A = 125^\circ\text{C}$)	P_C	—	81	135	—	—	—	mW
		—	63	90	—	—	—	



IV - AMELIORATION DES CARACTERISTIQUES D'UN AMPLIFICATEUR
OPERATIONNEL

IV. 1. - INTRODUCTION

Comme nous l'avons précisé au chapitre II, l'utilisateur souhaite disposer d'amplificateur dont les caractéristiques se rapprochent le plus du cas idéal.

On désire en particulier posséder un amplificateur dont

- l'impédance d'entrée pratiquement infinie.
- l'impédance de sortie nulle.
- une tension de sortie nulle en l'absence de signal d'entrée.

Dans la pratique les amplificateurs opérationnels courants possèdent des caractéristiques moyennes qui convient pour des applications courantes.

Nous allons montrer que si l'on désire les utiliser pour des applications particulièrement précises, il suffira de prévoir des circuits **externes permettant** l'amélioration des caractéristiques fondamentales.

Mis à part les problèmes de caractéristiques l'utilisateur souhaite toujours protéger ses circuits contre d'éventuelles surcharges ou fausses manipulations.

Nous nous proposons de présenter dans ce chapitre :

- 1 - Circuit permettant d'augmenter l'impédance d'entrée.
- 2 - Circuit permettant la diminution de l'impédance de sortie.
- 3 - compensation de la tension de décalage à l'entrée.
- 4 - Compensation des déséquilibres dus aux courants de polarisation.
- 5 - Compensation de l'effet latch-up.
- 6 - limitation de la tension d'entrée.
- 7 - Protection contre une inversion accidentelle des tensions d'alimentation.
- 8 - Protection contre les surcharges et les courts-circuits à la sortie.

IV. 2 - AUGMENTATION DE L'IMPEDANCE D'ENTREE

Il existe plusieurs manières d'augmenter l'impédance d'entrée.

Les trois plus importants consistent :

- soit à adjoindre à l'amplificateur opérationnel une paire d'étage collecteur commun monté conformément à la figure (IV 1)

- soit à faire précéder l'amplificateur opérationnel d'un étage différentiel de faible bruit monté selon le schéma de la figure (IV.2).

- soit à utiliser un étage symétrique équipé d'un transistor à effet de champ monté selon la figure (IV.3).

IV.3. - DIMINUTION DE L'IMPEDANCE DE SORTIE

Certains amplificateurs opérationnels intégrés ne sont munis en sortie que d'un étage à collecteur commun. Afin de réduire la puissance dissipée par l'amplificateur, on a volontairement réduit le courant de sortie au moyen d'une résistance d'émetteur de valeur relativement élevée. Il s'ensuit que le courant dans la charge pour des signaux de grande amplitude, de polarité négative, est naturellement limité, alors que le transistor de sortie serait capable d'un débit plus important.

Il est possible de remédier à cet état de fait en shuntant la résistance d'émetteur intégrée de l'amplificateur par une résistance extérieure comme le montre le schéma de la figure (IV.4).

Ce montage paraît simple et économique, mais il présente quelques inconvénients. En effet, si on ramène la résistance de charge à $-V_{EE}$, on introduit alors une tension de décalage à la sortie égale à V_{BE} du transistor de sortie, ce qui interdit entre autre de faire entrer l'étage final dans la boucle de contre-réaction (tout au moins du point de vue du continu). Ce montage possède aussi l'inconvénient de nécessiter une charge n'ayant aucun point au zéro des alimentations. Si on ramène la charge d'émetteur à la masse, pour toute tension de sortie positifs sont transmis. Donc on utilisera ce type de montage dans des cas particuliers.

Généralement on aura recours à un pseudo-push-pull à transistors complémentaires ou bien une solution plus élaborée utilisant un circuit appelé booster qui n'est autre chose qu'un push-pull de pseudo-Berlington à transistors complémentaires comme le montre la figure (IV.5).

Une autre solution consiste en l'addition, à la suite de l'amplificateur opérationnel, d'un amplificateur de gain en tension égal à l'unité mais présentant un gain de puissance confortable (fig.IV.6).

Dans ce montage une contre-réaction totale entre la sortie et l'entrée du booster (émetteur du transistor d'entrée connecté à la sortie) permet d'avoir un gain en tension en boucle fermée égal à l'unité tout en minimisant les distorsions de commutation entre les transistors de sortie.

IV.4. - SATURATION A L'ENTREE AVEC INVERSION

(LUTCH-UP)

Le lutch-up ou phénomène de verrouillage se manifeste lorsque la tension de sortie, trop élevée, est réappliquée à l'entrée inverseuse, via le réseau de contre-réaction, jusqu'à saturer le transistor d'entrée. La jonction base-collecteur de ce transistor devient conductrice, ce qui entraîne une rotation de phase de 180 degrés. La contre-réaction s'est transformée alors en réaction.

Par mesure de sécurité, il conviendrait de monter une diode entre l'entrée inverseuse et la masse comme le montre le schéma de la figure (IV.7).

IV.5. - LIMITATION DE LA TENSION D'ENTREE

Il arrive souvent que des surtensions se superposent au signal appliqué à l'entrée d'un amplificateur. C'est ce qui se passe en particulier lorsque le montage est appelé à fonctionner dans un milieu très parasite comme dans certains montages d'automatisme comportant des organes électromagnétiques.

Ceci montre que ces surtensions risquent d'endommager l'amplificateur si son niveau dépasse la tension maximale permise.

Une protection très efficace peut-être obtenue en utilisant de simples diodes montées conformément au schéma de la figure (IV.8). Dans ce circuit, les tensions positives d'entrée sont limitées à la chute de tension directe des diodes D1 et D2. Connectées en sens inverse, ces diodes apporteraient une excellente protection contre les surtensions négatives.

Une autre solution consiste à monter, entre les entrées, deux diodes Zéner en opposition dont le but est de limiter la tension différentielle d'entrée à leur tension Zéner.

La figure (IV.9) donne le schéma de principe d'un tel montage.

On pourrait aussi monter deux diodes tête-bêche conformément au schéma de la figure (IV.10).

IV.6. - PROTECTION CONTRE UNE INVERSION ACCIDENTELLE DES TENSIONS D'ALIMENTATION

Une inversion accidentelle des tensions d'alimentation risque d'avoir des effets irréversibles car les caissons d'isolement qui séparent les éléments constituent autant de diodes polarisées en inverse, lesquelles sont alors brutalement débloquées. Le fort courant qui passe dans ce cas suffit pour volatiliser les interconnexions en aluminium. Pour pallier cet inconvénient il suffira de monter une diode en série avec la tension négative comme le montre le schéma de la figure (IV.11 . . .)

IV.7. - PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES ET LES COURTS-CIRCUITS A LA SORTIE

La puissance que peut fournir un circuit intégré linéaire est limitée

- par les possibilités de ses étages de sortie.
- par des questions de dissipation (type de boîtier, son montage, température...).

Le courant fourni par un amplificateur opérationnel est de quelques dizaines de milli-ampères. L'augmentation de ce courant peut-être rendue nécessaire selon les besoins de l'utilisateur ou du type de charge. C'est aussi par exemple que :

1 - Si la sortie de l'amplificateur opérationnel attaque la base d'un transistor, il est prudent d'intercaler une résistance série R2 qui limite le courant d'entrée du transistor (fig IV.12).

2 - Si la charge de l'amplificateur opérationnel est capacitive, on pourrait placer une résistance R5 du même ordre de grandeur que la résistance de sortie de l'amplificateur (fig IV.13).

3 - Ou bien connecter un condensateur, de valeur égale ou supérieure au dixième de la capacité totale de la charge CL, entre la borne de compensation en fréquence et la masse comme l'indique la figure (IV.14). On notera au passage que dans ce cas, la bande passante sera réduite.

Notons aussi que certains amplificateurs opérationnels sont auto-protégés aussi bien contre les courts-circuits à la sortie comme à l'entrée, et ce de façon permanente, que contre la saturation de l'étage d'entrée.

Certains circuits auxiliaires permettent d'éviter les surcharges des circuits aval. Le montage de la figure (IV.15) dans lequel est monté un circuit limiteur en parallèle sur la contre-réaction permet de limiter les surcharges. Dans ce circuit on agit sur le gain en augmentant le taux de contre-réaction jusqu'à ce que la valeur limite souhaitée soit atteinte. Le circuit limiteur indiqué figure (IV.15) est généralement de type de celui indiqué figure (IV.13). Les diodes montées en tête-bêche servent à compenser le courant de fuite des diodes Zéner, alors que R est une résistance de fuite du courant résiduel des diodes Zéner.

IV.8. - COMPENSATION DE LA TENSION DE DECALAGE A L'ENTREE

Rappelons que 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 :

- Il est provoqué par les déséquilibres du montage lui-même dont la symétrie ne peut-être parfaite.
- Il résulte des produits respectifs courant d'entrée par résistance série lesquels ne sont pas forcément égaux.

Dans la pratique l'utilisateur souhaite d'annuler ce décalage : c'est le cas notamment lorsque l'amplificateur suit un pont de mesure.

Les trois montages généralement utilisés sont donnés figure (IV.18a.b.c)

- Montage (a) est intéressant lorsque la résistance de source est faible (inférieure à $2\text{ K}\Omega$).

La résistance R_4 doit-être très supérieur à R_1 .

- Montage (b) est utilisé dans les cas les plus généraux. Dans ce cas il faut que :

$$P \gg R_1$$

$$\frac{R_4 (-V)}{R_S} \approx 10\text{mV}$$

- Montage (c) est utilisé pour de fortes impédances de sources.

Dans ce cas il conviendra de prendre :

$$R_1 \approx \frac{R_2}{2}$$

$$R_1 + P \approx 2R_2$$

IV.9. - COMPENSATION DES DESEQUILIBRES DUS AU COURANT DE POLARISATION

On a défini le courant de polarisation comme étant la moyenne arithmétique des courants I_+ et I_- des entrées non inverseuse et inverseuse respectivement de l'amplificateur opérationnel.

On peut utiliser deux sortes de montages permettant la compensation des déséquilibres dus au courant de polarisation.

IV.9.1. - MONTAGE UTILISANT UN POTENTIOMETRE

Nous savons que le courant de polarisation créé aux bornes des résistances de sources des chutes de tension qui doivent-être équilibrées pour ne pas être à l'origine d'une tension de décalage intempestive.

Donc pour s'assurer une tension différentielle d'entrée nulle, il suffit d'attaquer l'amplificateur sur l'entrée inverseuse et de connecter sur l'autre entrée un potentiomètre de valeur égale à trois fois ($R_1 // R_2$)

On peut aussi utiliser le montage inverse qui consiste à appliquer le signal sur l'entrée non inverseuse et le potentiomètre P sur l'autre borne.

Dans ce cas P doit atteindre le triple de la résistance de source. Par contre l'ensemble ($R_1 // R_2$) devant se maintenir au tiers de cette résistance de sou-

IV.9.2. - MONTAGE DIT UNIVERSEL

Ce montage est capable de compenser les déséquilibres du courant de polarisation dans toute la gamme des tensions d'entrée de mode commun et ce, même si les tensions d'alimentation ou la température varie dans les limites permises. Le réglage de R_1 permet d'annuler le courant apparent d'entrée à l'entrée sans inversion alors qu'avec R_2 , on aboutit au même résultat mais avec l'entrée inverseuse.

Si les résistances de sources sont d'égales valeurs la dérive reste minimale.

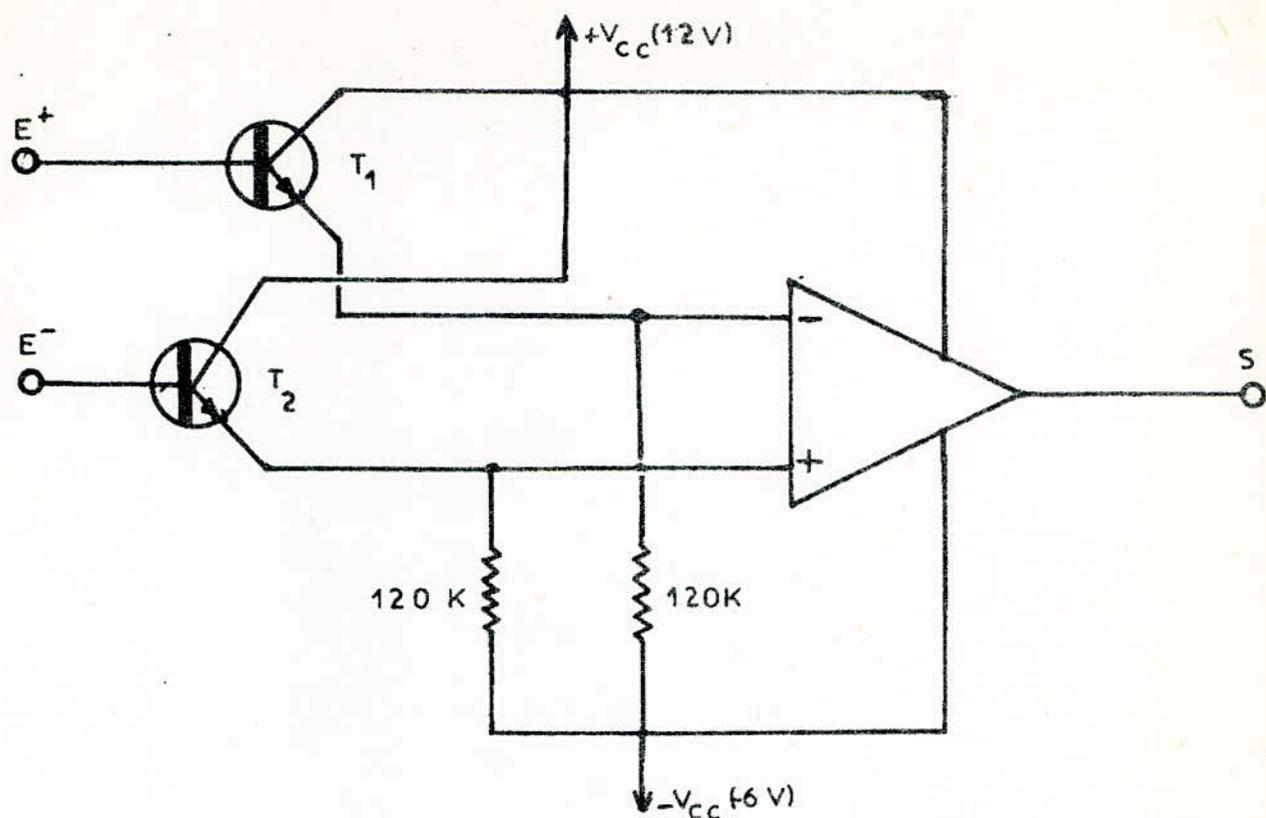


Fig.(IV.1): Amélioration de l'impédance d'entrée d'un ampli.op

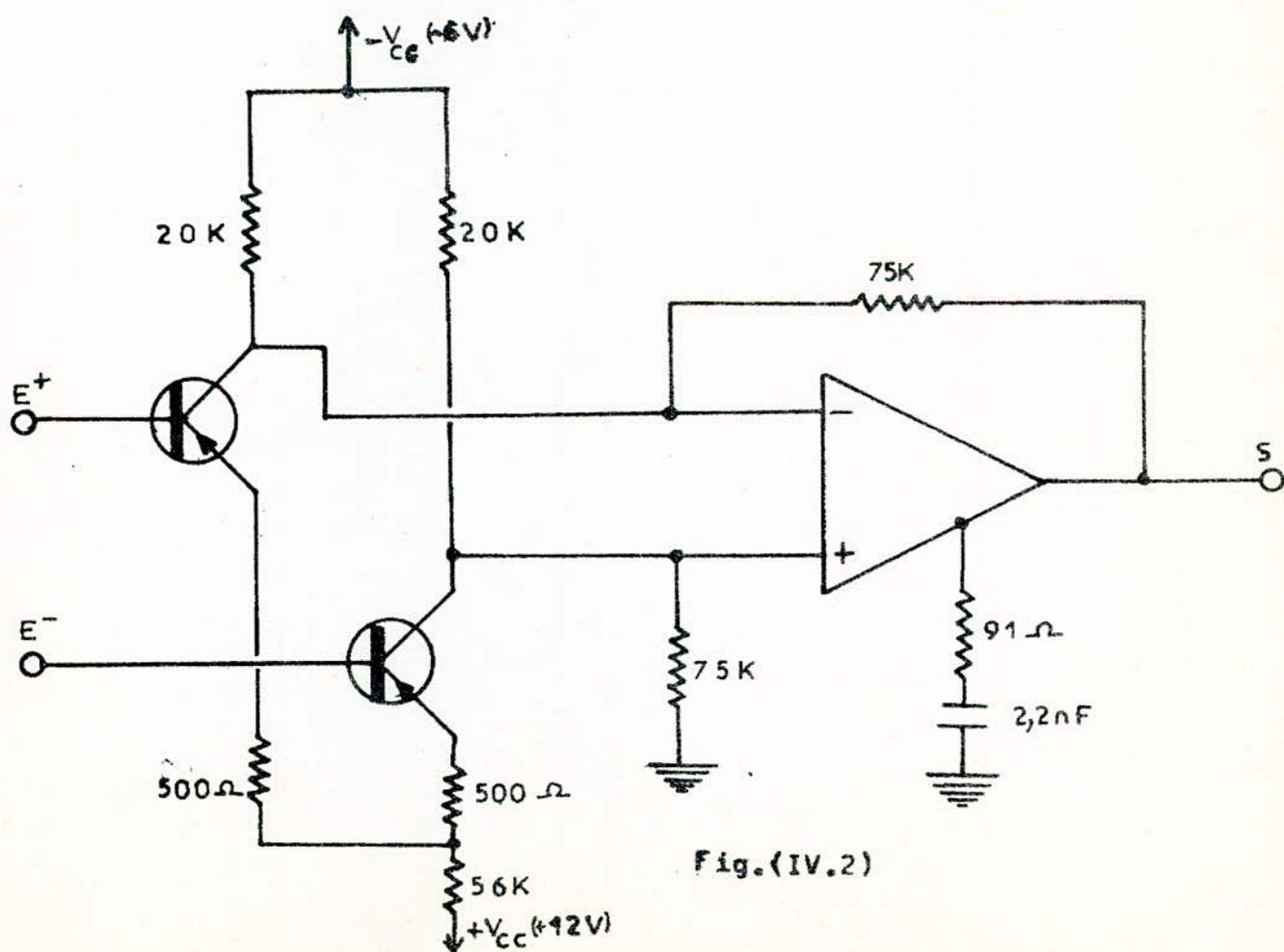
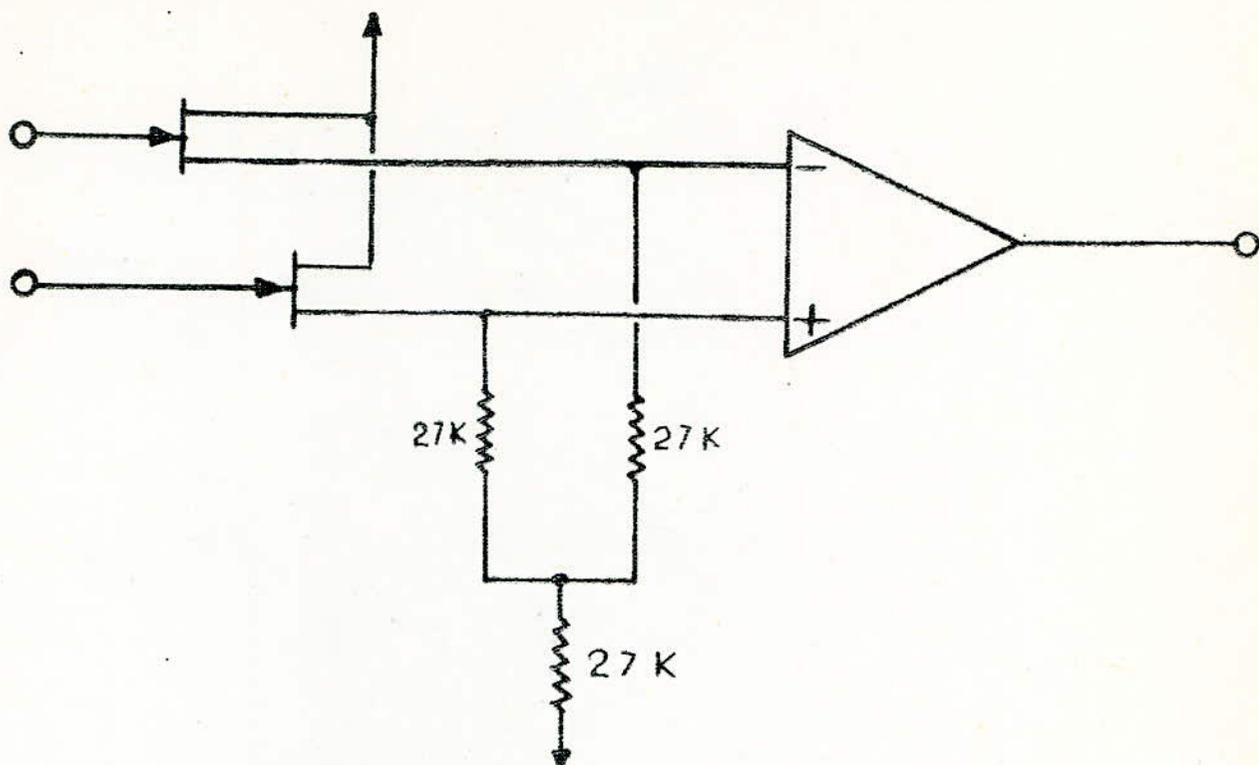
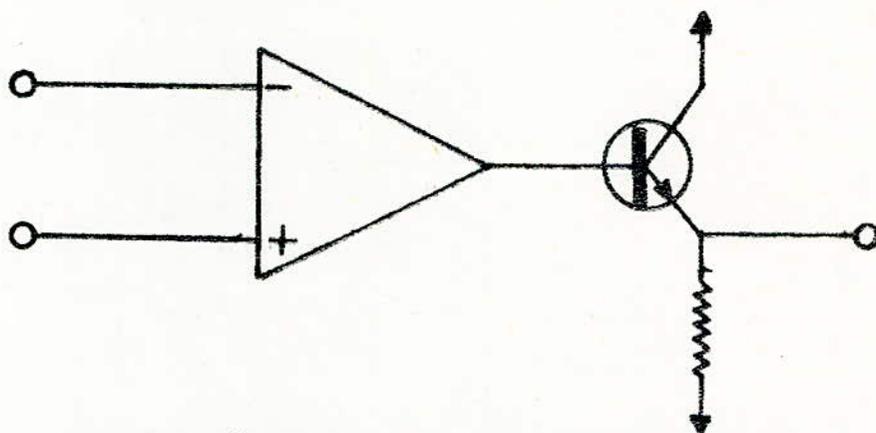


Fig.(IV.2)



Fig(IV.3): Augmentation de l'impédance d'entrée d'un ampli.op.



Fig(IV.4): Diminution de l'impédance de sortie d'un ampli. op.

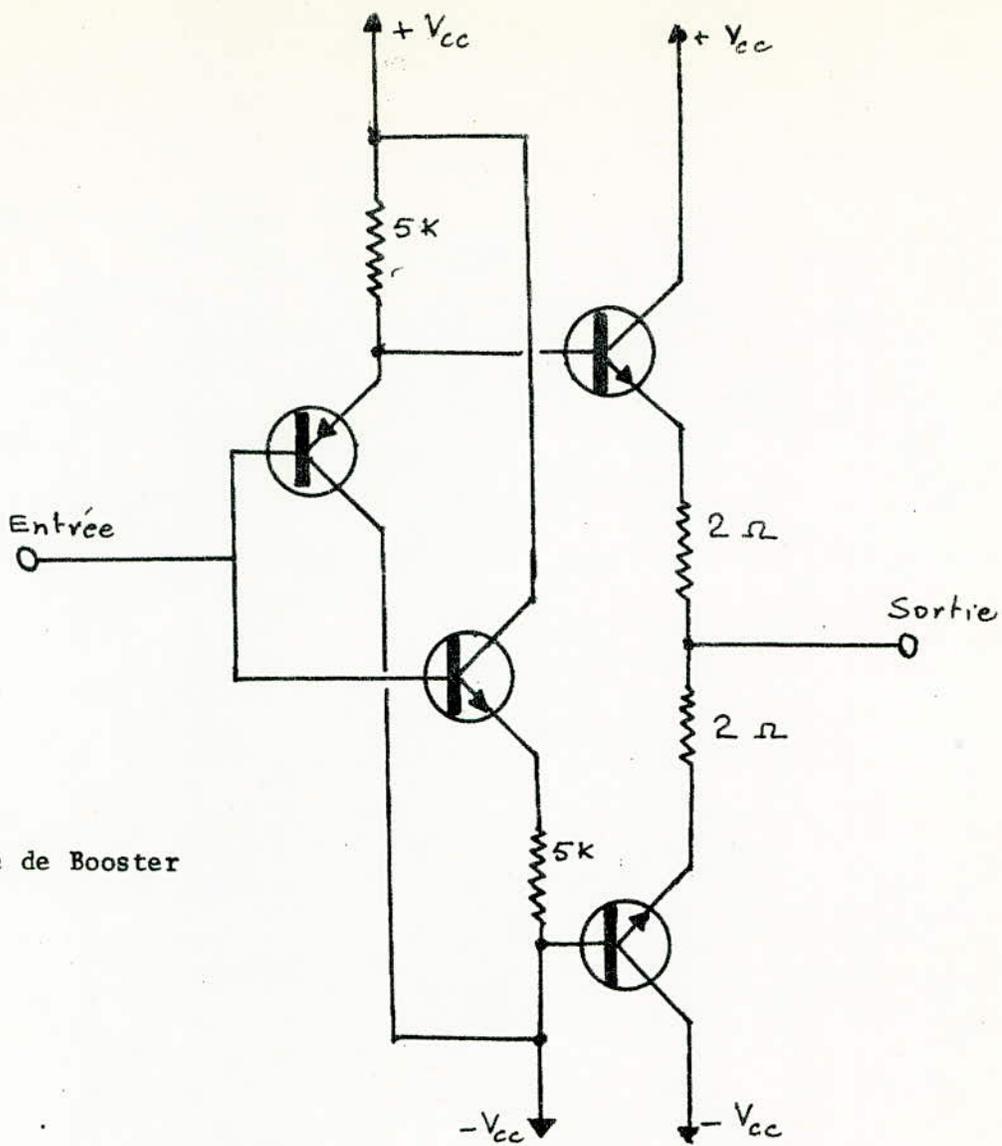
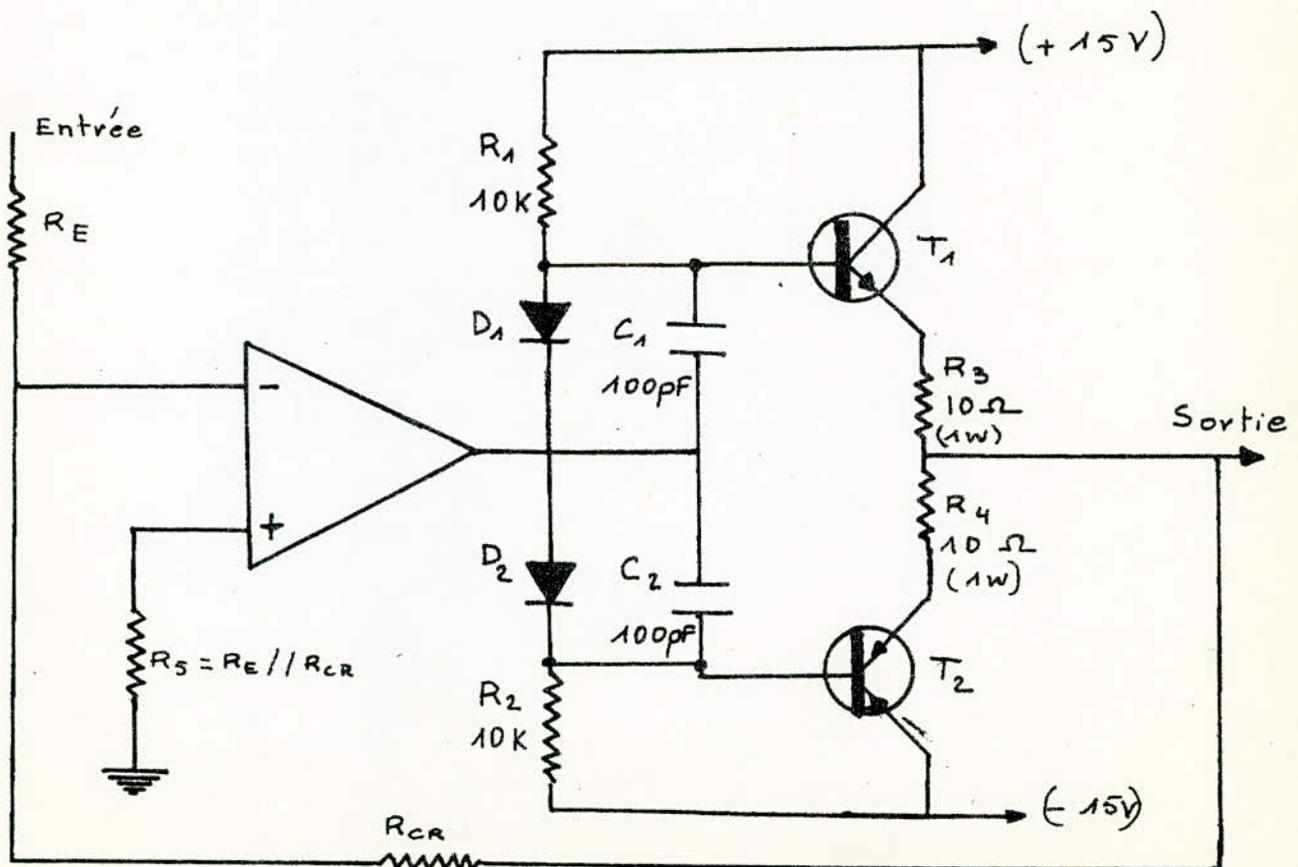


Fig (IV.5)

Schéma de principe de Booster
H N 0002.



Fig(IV.6) Montage permettant l'amélioration de l'impédance de sortie.

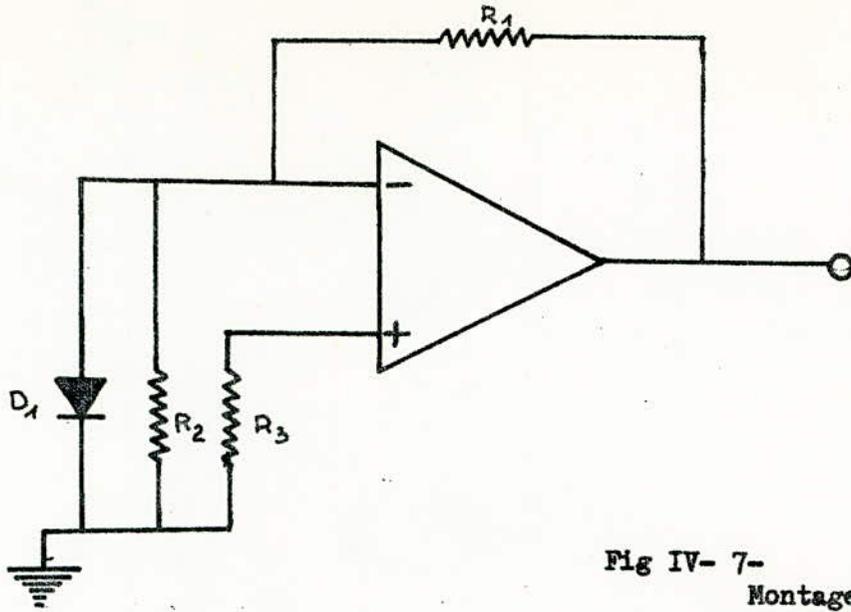


Fig IV- 7-
Montage permettant d'éviter
la saturation à l'entrée
inverseuse.

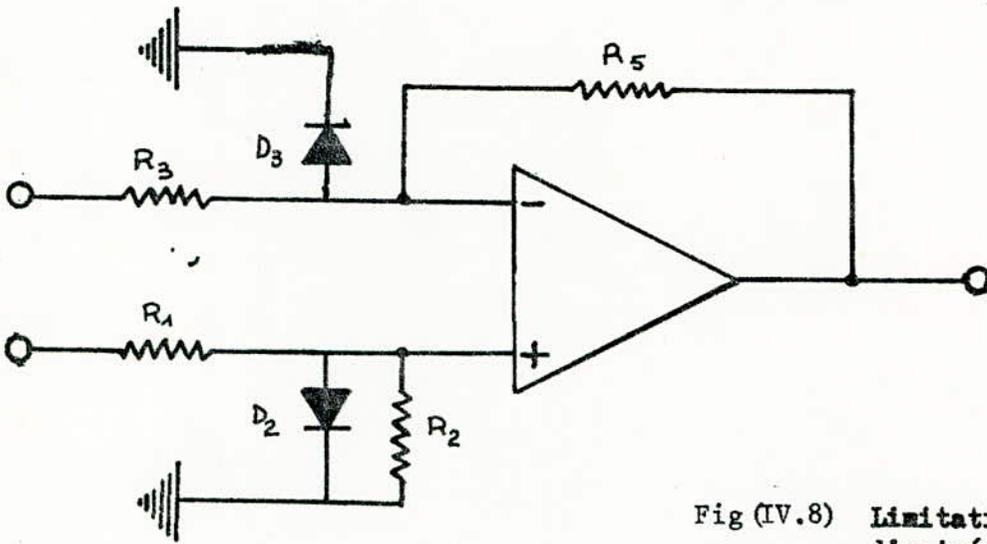
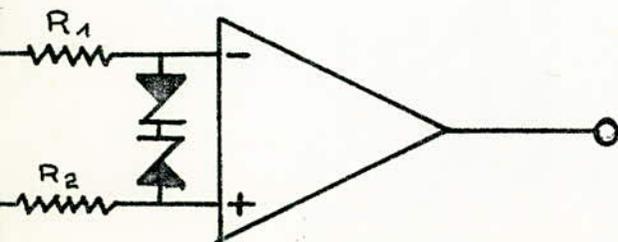


Fig (IV.8) Limitation de la tension
d'entrée.



Fig(IV.9)

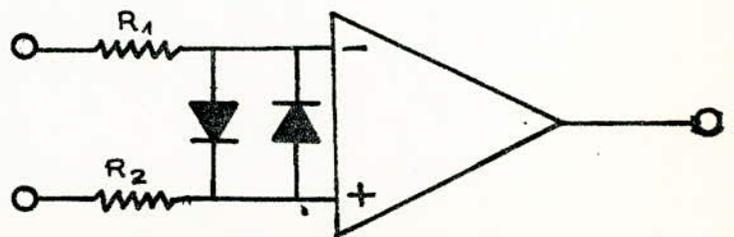


Fig (IV.10) Limitation de la tension
d'entrée.

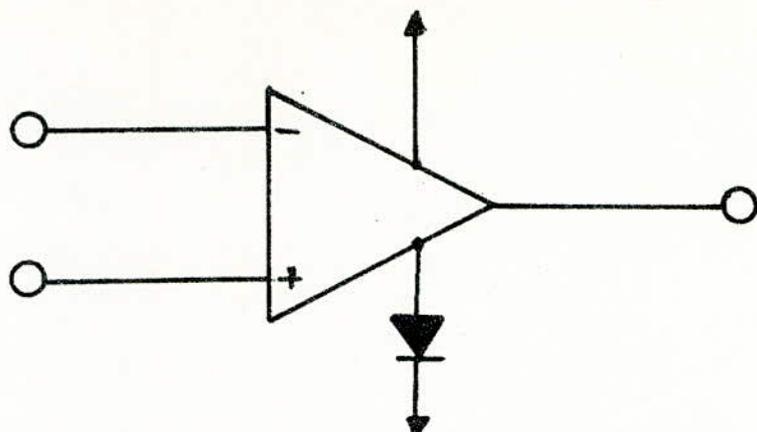


Fig. (IV.11) : Protection de l'ampli contre une inversion accidentelle des tensions d'alimentation.

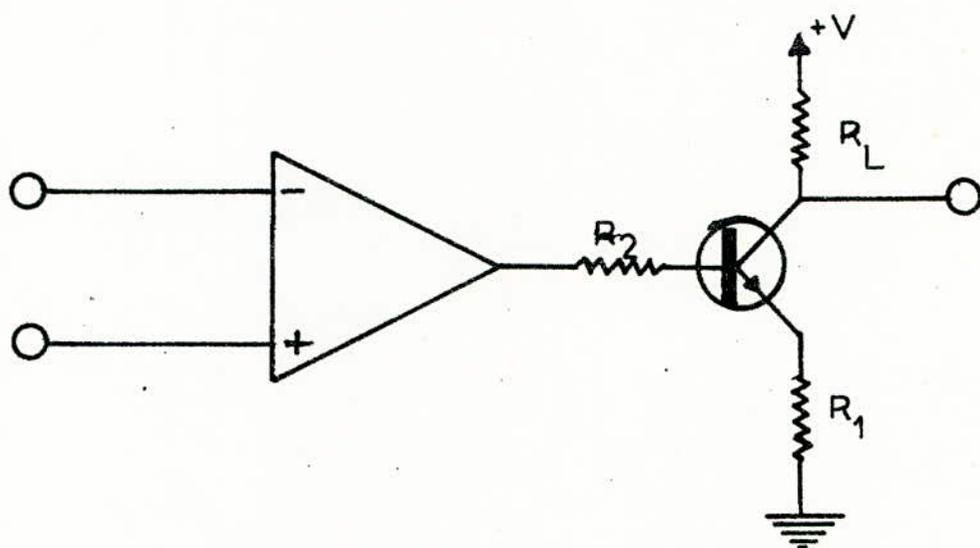


Fig. (IV. 12, a).

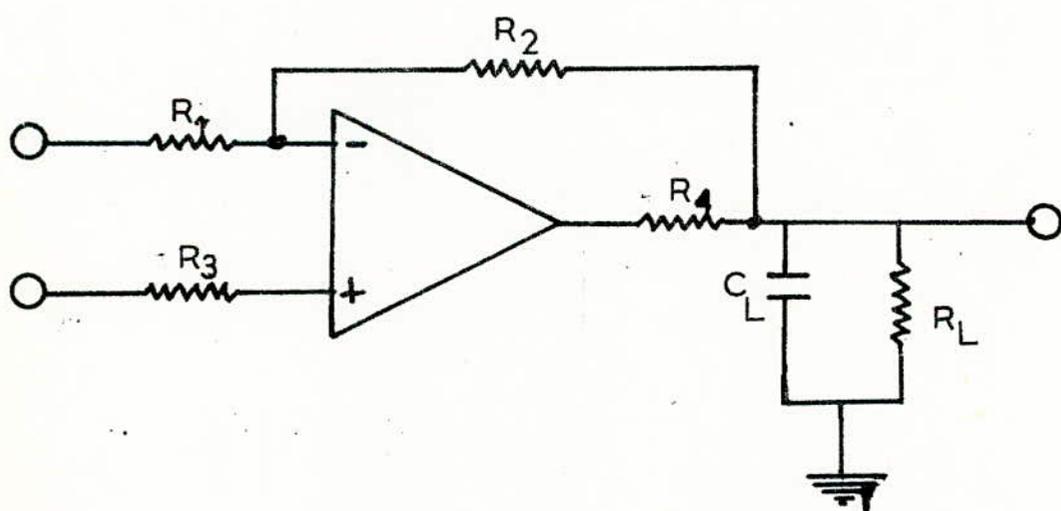


Fig. (IV. 13, a) : Principe de limitation du courant de sortie.

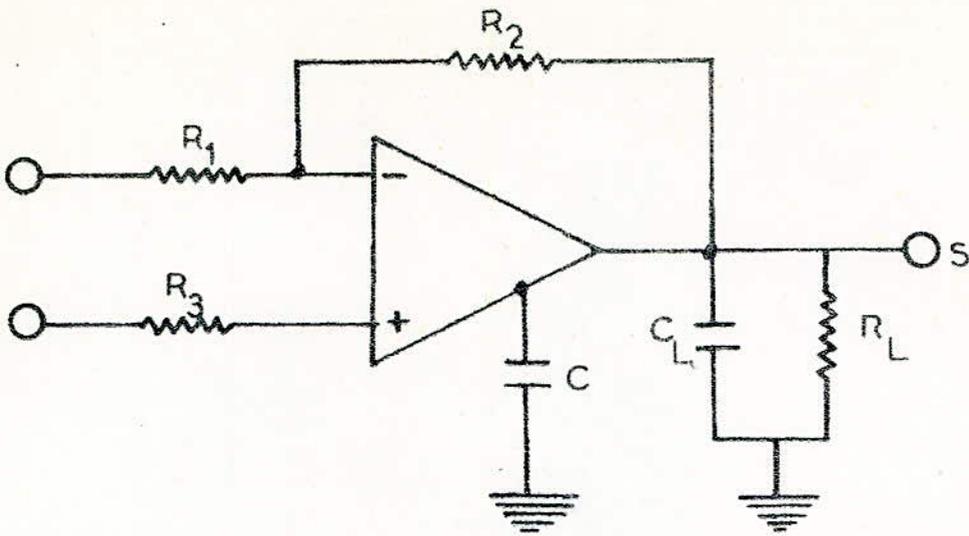


Fig. (IV. 14) : Protection contre les courts-circuits.

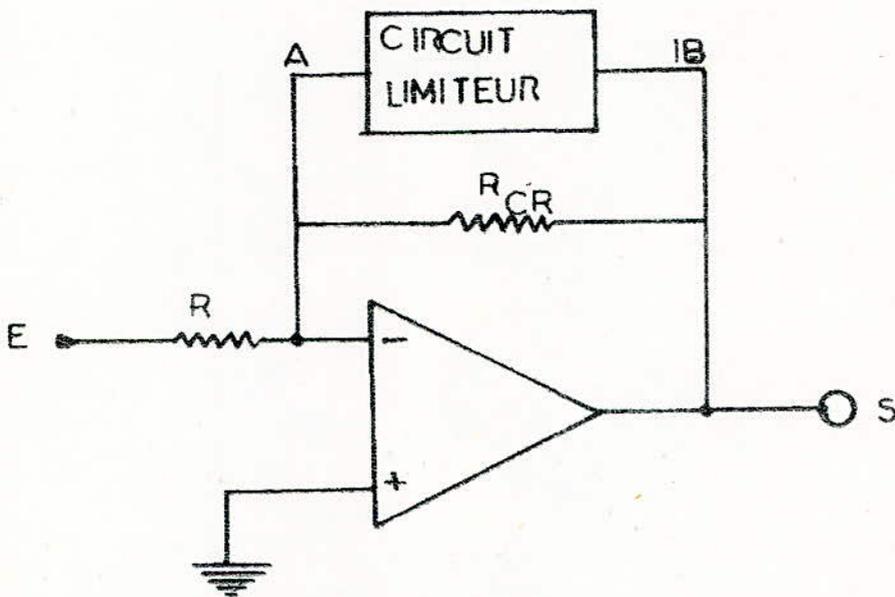


Fig. (IV. 15) : Limitation de la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel.

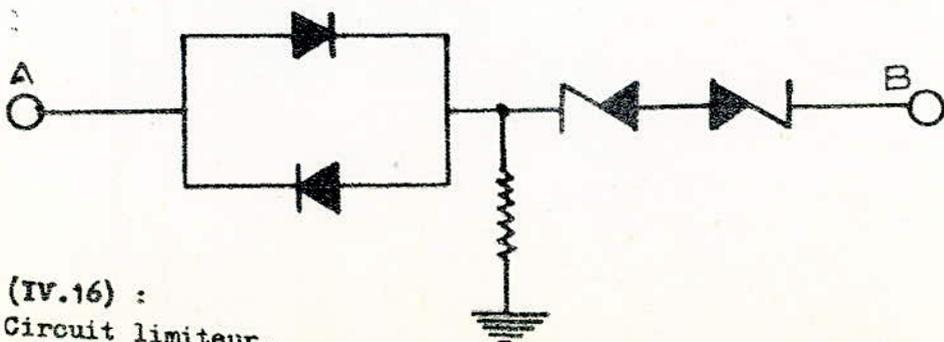


Fig. (IV.16) :
Circuit limiteur.

- Compensation de la tension de décalage d'entrée.

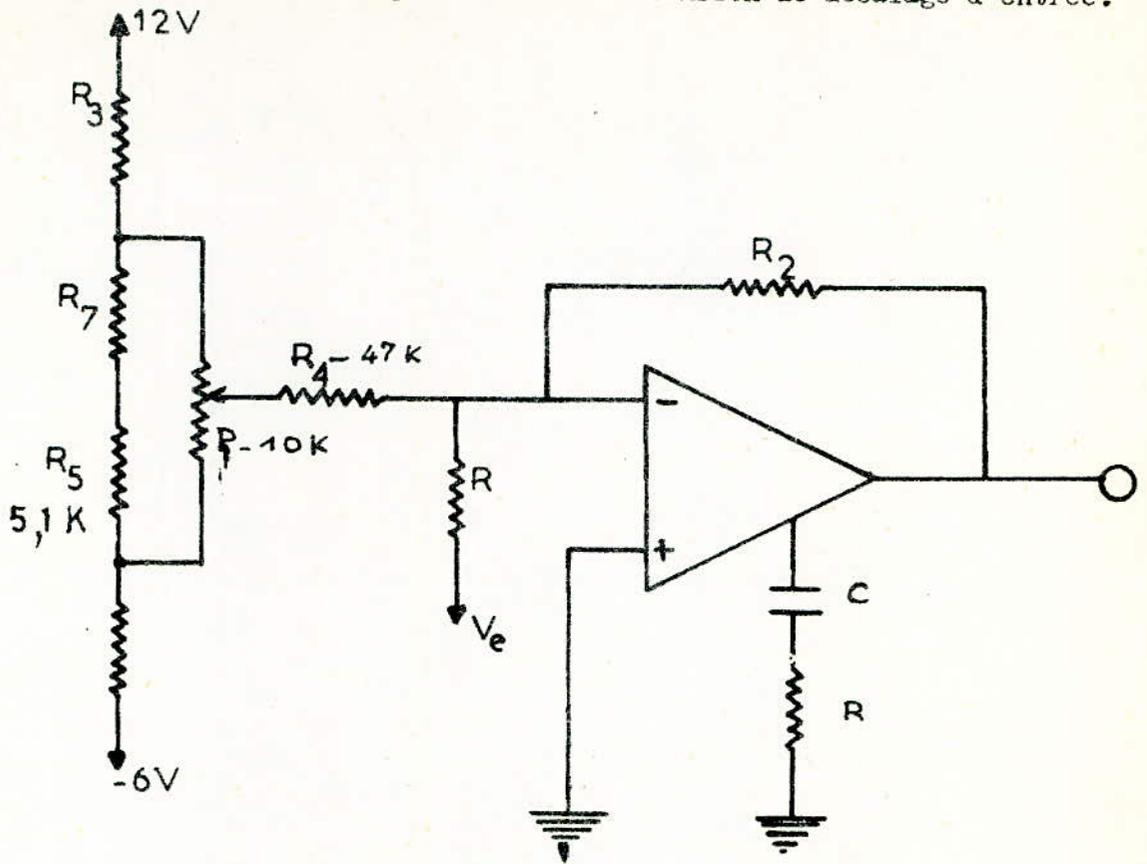


Fig. (IV. 17.a) :

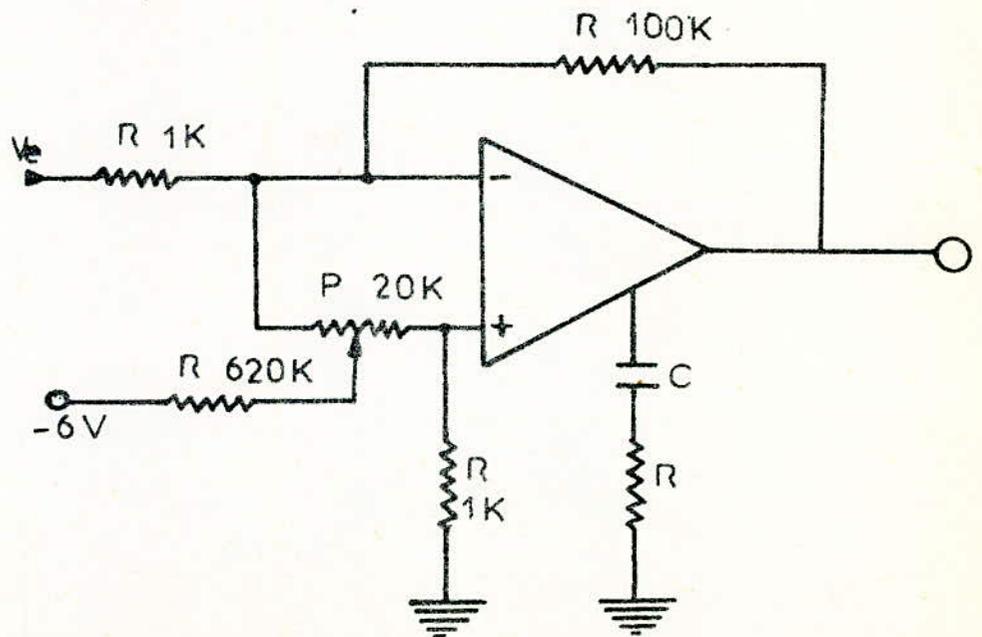


Fig. (IV. 17.b) :

Fig. (IV. 17.c) :

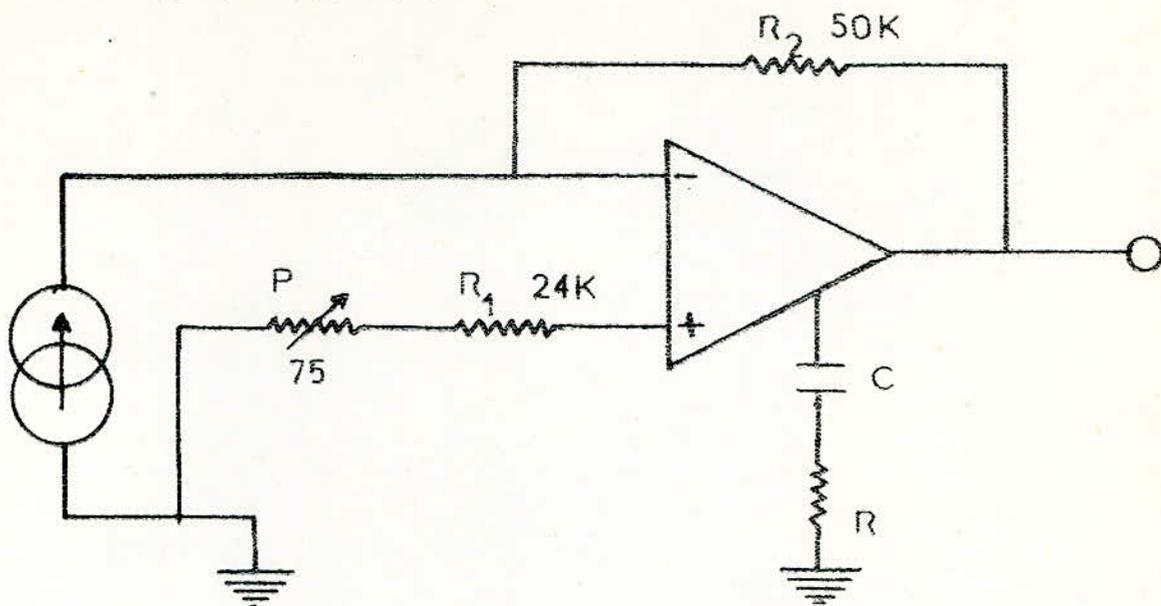


Fig. (IV. 18.a) :

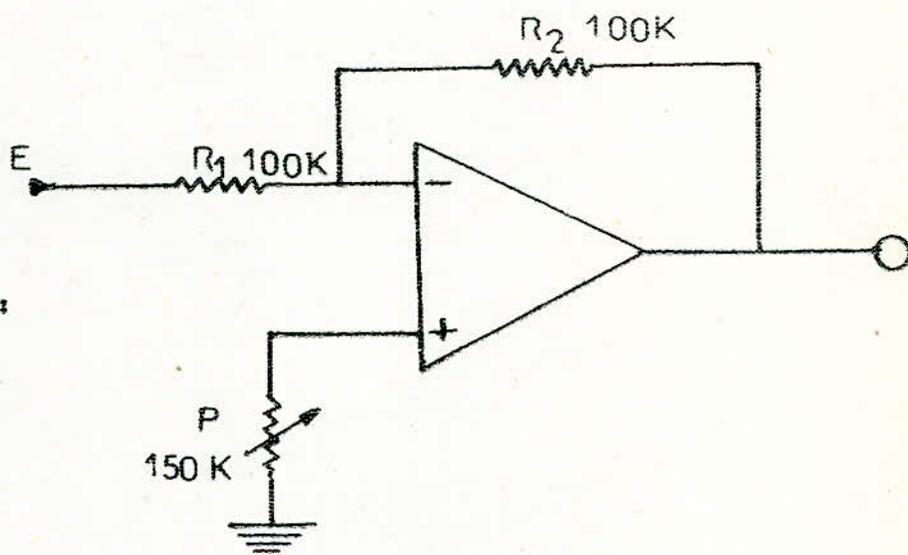
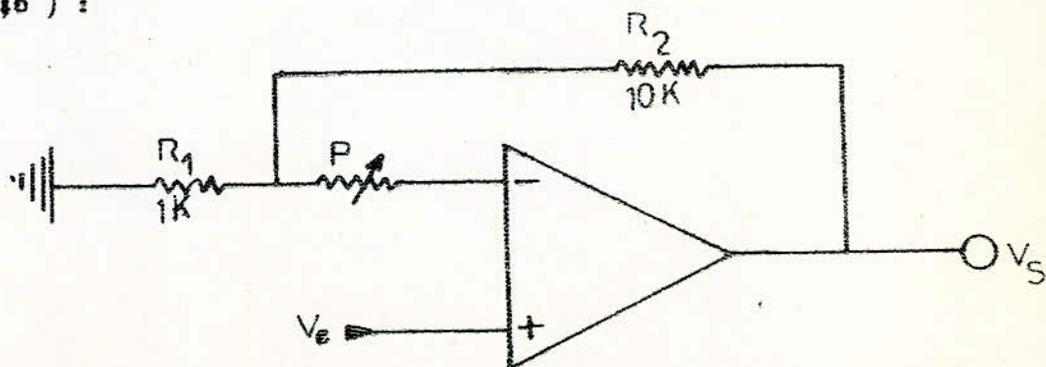


Fig. (IV. 18;b) :



Compensation des déséquilibres dû au courant de polarisation.

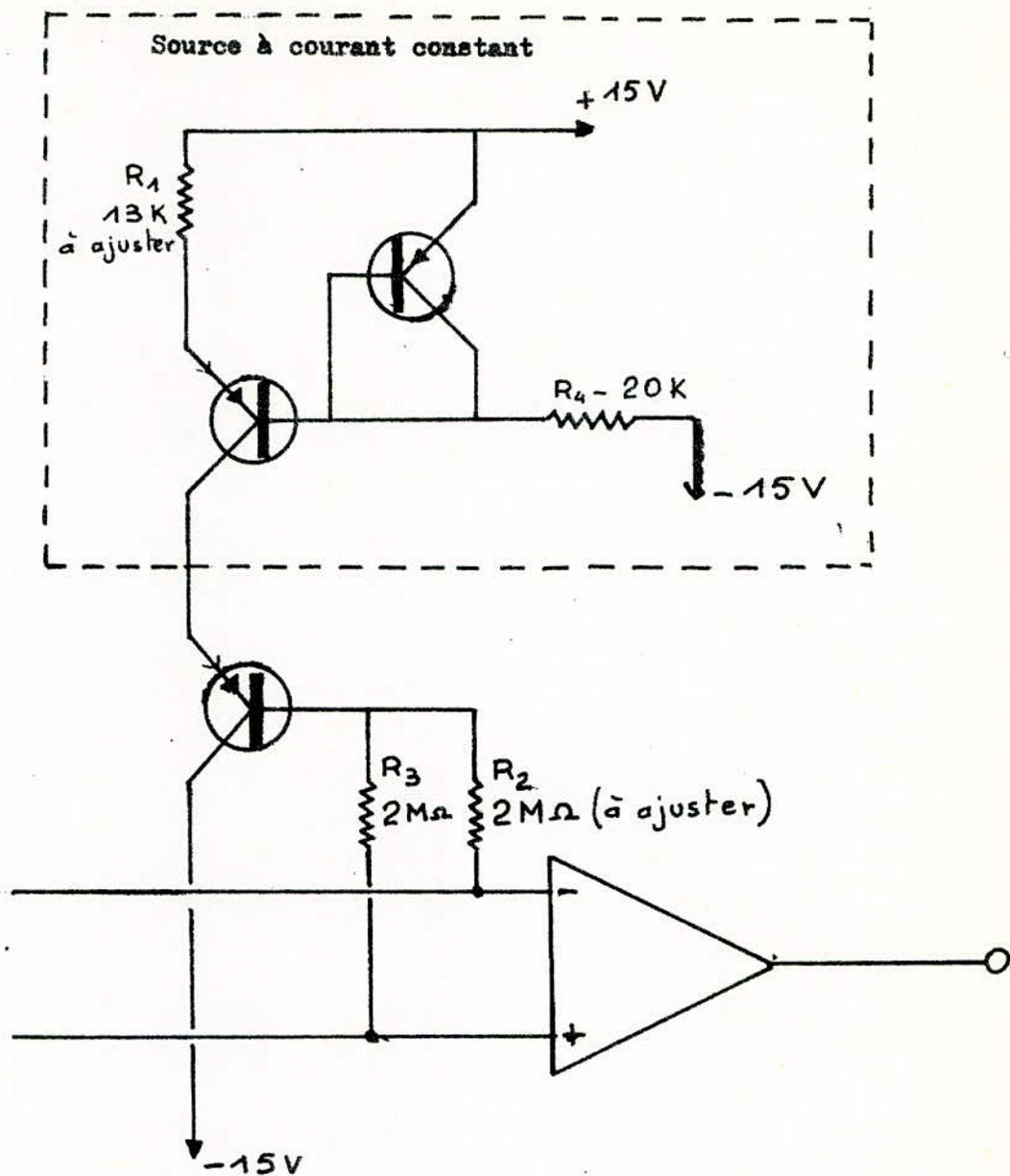
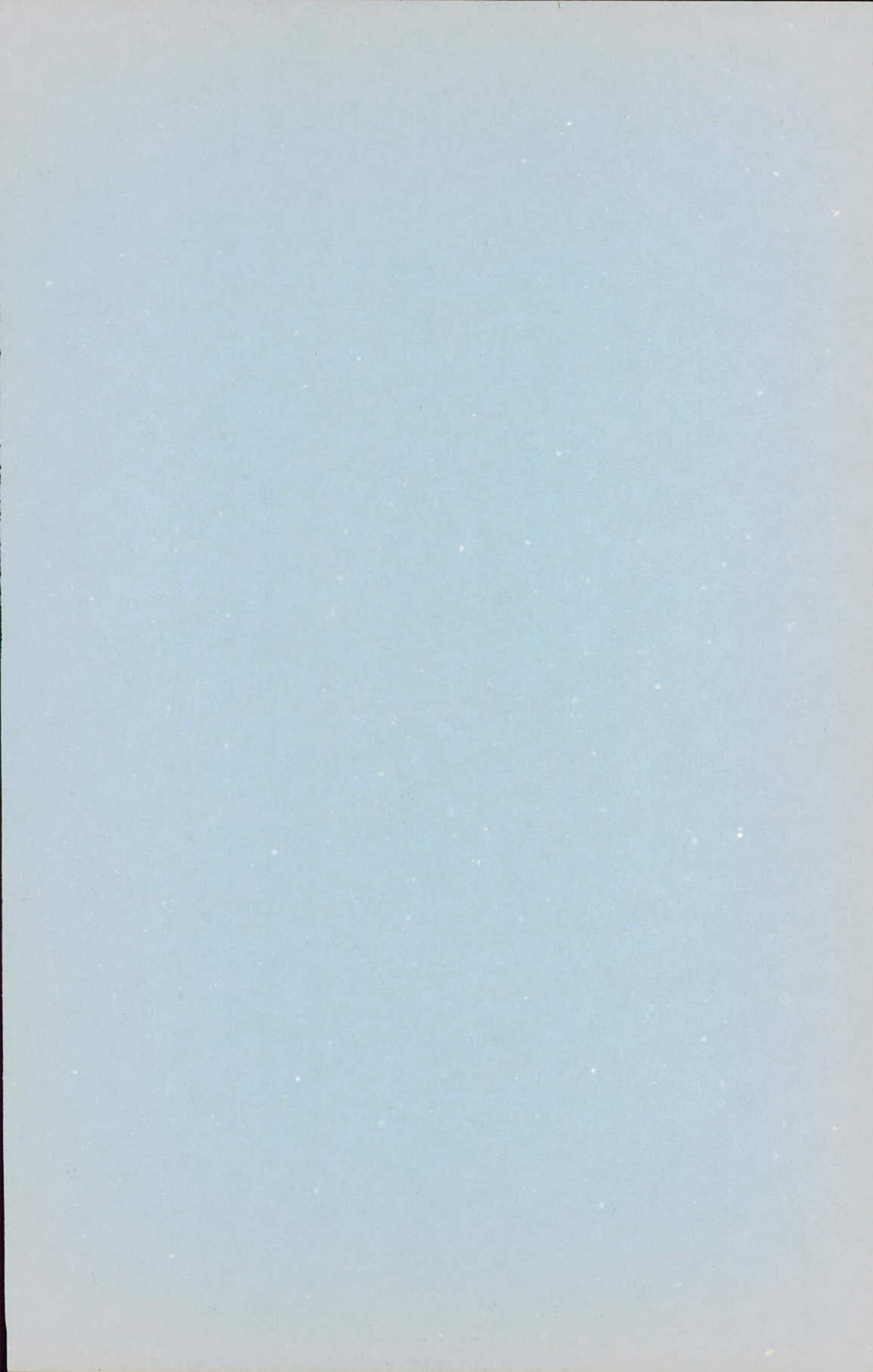


Fig. (IV. 18.c) :



// - TUDE ET REALISATION
D'UNE ALIMENTATION STABILISEE

I - INTRODUCTION :

- Comme nous l'avions indiqué au niveau de l'introduction, nous avons été amené à étudier et réaliser une alimentation stabilisée dont les caractéristiques seront données dans la suite.

Nous précisons que cette alimentation est constituée de quatre parties :

- La première constituée d'un transformateur permet de rabaisser la tension du secteur à une tension voisine de 36 volts crête à crête.

- La deuxième partie assurée par un redresseur bialternance de type intégré.

- La troisième partie assure le filtrage de la tension redressée à l'aide d'un condensateur.

- La quatrième et dernière partie constituée de deux régulateurs intégrés de type MC 7815 et MC 7915 permettant de délivrer deux tensions continu stable de valeur ± 15 volts.

II - ETUDE DU TRANSFORMATEUR :

Le transformateur utilisé a été calculé pour obtenir une tension secondaire de 36 volts crête à crête avec un débit maximum de 2 A.

Le tableau fournit en annexe permet de faire le choix du noyau en fonction des caractéristiques désirées. Ce tableau est valable pour des transformateur Isoélectra utilisé.

Le tableau précédent montre que le circuit de type 35 T 25 fournissant une puissance de 75 V A est largement suffisant.

Ce même tableau montre que le rendement minimal est compris entre 84% et 85% pour ce type de transformateur.

Les caractéristiques précédentes étant données nous avons été amené à déterminer le nombre de spires au primaire et au secondaire N_1 et N_2 respectivement.

Le calcul de N_1 a été obtenu en utilisant la relation :

$$N_1 = V_1 - n_1$$

Expression dans laquelle n_1 représente le nombre de spires par volt dont la valeur égale à 5,69 est donnée par le tableau fournit en annexe.

Compte tenu des considérations précédentes on tire :

$$N_1 = 220 \times 5,69 \approx 1252$$

Le nombre de spires au secondaire N_2 est obtenu en utilisant la relation :

$$N_2 = V_2 \cdot n_1 \left(1 + \frac{100 - \eta}{2 \cdot 100} \right)$$

Expression dans laquelle le rendement η est pris égale à 84 % pour le transformateur choisi.

Tout calcul fait, on obtient :

$$N_2 = 36 \times 5,69 \left(1 + \frac{100 - 84}{200} \right) \approx 222$$

Le diamètre du fil est obtenu en tenant compte de l'intensité en Ampère par millimètre carré Δ pouvant être admise dans la section du fil.

Le tableau fournit en annexe montre que :

$$\Delta = 4,1 \text{ A / mm}^2$$

Si l'en tient compte du fait que :

$$I_1 = \frac{P_{s2}}{\eta \cdot V_1}$$

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I_1}{\Delta}}$$

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{I_2}{\Delta}}$$

On obtient tout calcul fait :

$$I_1 = 0,39 \text{ A}$$

$$d_1 = 0,35 \text{ mm}$$

$$d_2 = 0,8 \text{ mm}$$

III - REDRESSEMENT

Le redressement de type bialternance est obtenu en utilisant un pont de diodes intégré de type MDA 970 dont les caractéristiques sont données en annexe .

IV - FILTRAGE

Le filtrage est obtenu en utilisant un condensateur électro-chimique de ' 4700 μ F .

V - STABILISATION

La stabilisation est obtenue par deux régulateur de type intégré MC 7815 et MC 7915 dont les caractéristiques sont données en annexe .

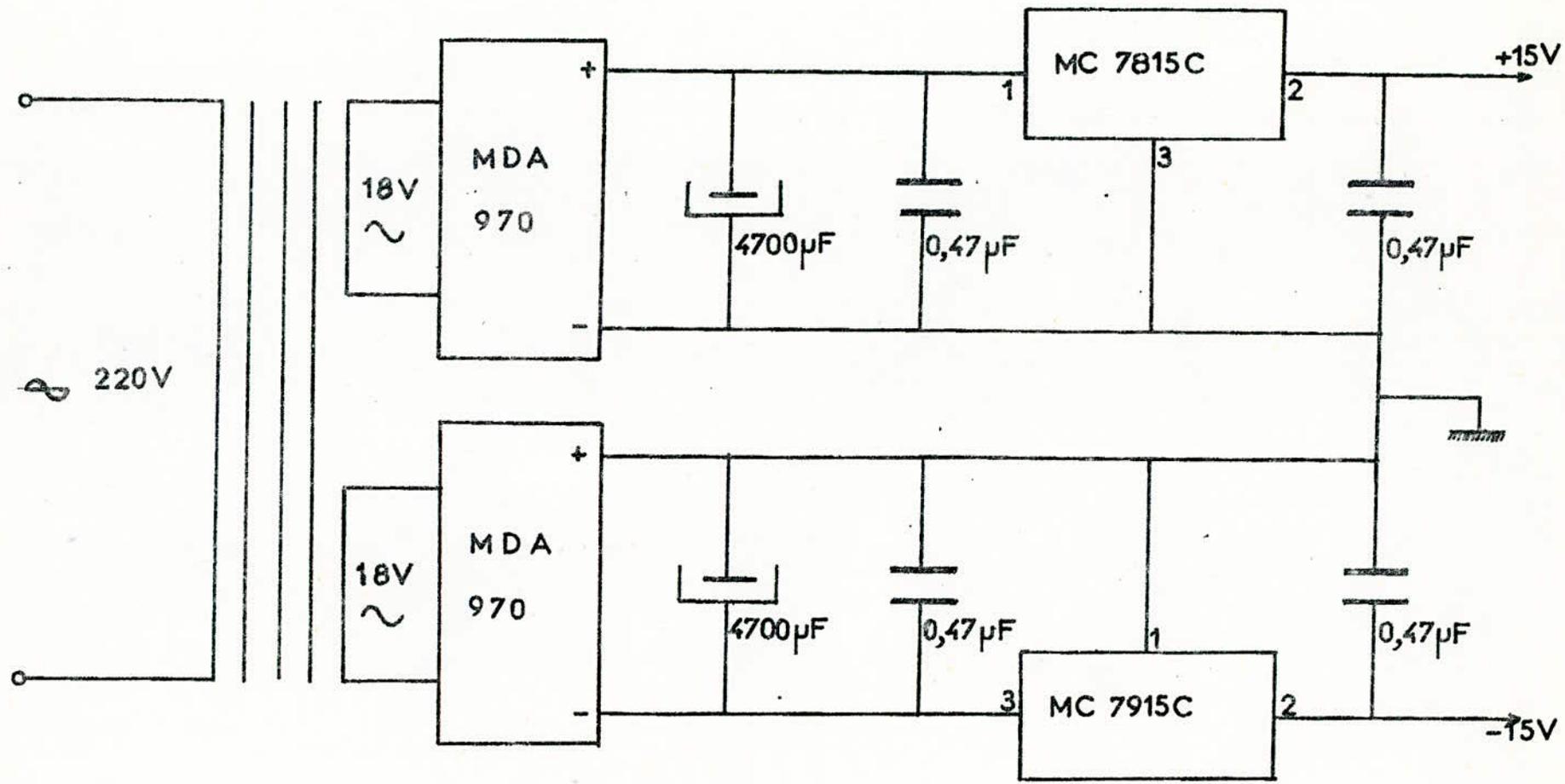
La figure I donne le schéma d'ensemble de l'alimentation stabilisée.

TABLEAU n° 1

Reference du noyau	Puiss. max. transmise	Dimensions du transformateur hors tout $E \times F \times H$	Section de fer cm^2	Longueur de la ligne de force	Spices par volt cm	Intensité dans le cuivre A/mm^2	Rapport Puiss./Volume $Watts/cm^3$	Pertes totales en Watts	Puiss. apparente en V.A
35Q13	20	54x59x44	1,94	12,4	13,65	5,9	0,146	0,4	2,5x2
35Q19	29	54x59x50	2,82	12,4	9,4	5,1	0,182	0,6	3,6x2
35Q25	38	54x59x56	3,72	12,4	7,12	4,5	0,214	0,78	4,7x2
35Q38	58	54x59x69	5,66	12,4	4,68	3,8	0,232	1,2	7,2x2
35T 13	41	71x73x50	2,42	16,3	10,95	5,4	0,168	0,66	3,6x2
35T 19	60	71x73x56	3,54	16,3	7,46	4,7	0,207	0,98	5,2x2
35T 25	75	71x73x62	4,66	16,3	5,69	4,1	0,242	1,28	6,8x2
35T 32	95	71x73x69	5,96	16,3	4,45	3,8	0,266	1,64	8,7x2
35U 19	68	77x79x65	3,54	17,8	7,48	4,7	0,174	1,08	5,5x2
35U 25	88	77x79x71	4,66	17,8	5,69	4,1	0,204	1,4	7,2x2
35U 32	110	77x79x78	5,96	17,8	4,45	3,8	0,23	1,8	9,2x2
35U 38	145	77x79x84	7,08	17,8	3,74	3,6	0,264	2,14	10,9x2
35V 22	136	89x97x76	5,32	20,6	4,98	4	0,212	1,86	9,0x2
35V 29	180	89x97x83	7,02	20,6	3,77	3,6	0,252	2,46	11,8x2
35V 38	230	89x97x92	9,20	20,6	2,88	3,3	0,29	3,22	15,5x2
35V 51	300	89x97x109	12,30	20,6	2,15	2,85	0,33	4,32	20,6x2
35X 19	220	108x123x87	5,66	25,5	4,68	3,9	0,193	2,26	11,0x2
35X 29	330	108x123x97	8,34	25,5	3,18	3,4	0,256	3,74	16,8x2
35X 38	440	108x123x106	11,34	25,5	2,34	3	0,314	4,92	22,0x2
35X 51	580	108x123x119	15,2	25,5	1,74	2,6	0,354	6,60	28,6x2
35Z 25	430	127x147x105	8,84	30,3	3	3,3	0,216	4,54	19,4x2
35Z 38	710	127x147x118	13,42	30,3	1,97	2,7	0,322	6,92	29,4x2
35Z 51	900	127x147x131	18,02	30,3	1,47	2,5	0,37	9,28	39,5x2
35Z 70	1200	127x147x150	24,74	30,3	1,07	2,3	0,427	12,74	54,3x2
35AD32	1200	164x189x130	14,86	39	1,78	2,6	0,29	9,88	33,4x2
35AD51	1900	164x189x149	23,7	39	1,12	2,4	0,41	15,34	62,7x2
35AJ32	2000VA	209x240x150	19	49,7	1,4	2,5	0,265	13	112
35AJ51	3200VA	209x240x170	30	49,7	0,83	2	0,31	21	190
35AP32	3500VA	260 300 190	24	62	1,1	2,3	0,22	21	180
35AP51	5500VA	260 300 210	38	62	0,7	1,7	0,33	33	290

TABLEAU n° 2

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



SCHEMA de L'ALIMENTATION STABILISEE

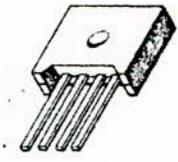
MDA970-1 thru MDA970-3



Designers Data Sheet

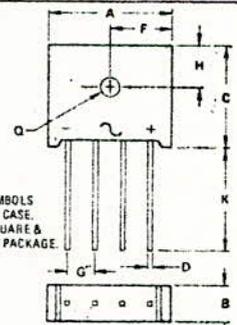
INTEGRAL DIODE ASSEMBLIES

- diffused silicon dice interconnected and transfer molded into rectifier circuit assemblies for use in applications where high output current size ratio is of prime importance. These devices feature
- Void free, Transfer molded Encapsulation to Assure High Resistance to Shock, Vibration, and Temperature Extremes
 - High Dielectric Strength
 - Simple, Compact Structure for Trouble free Performance
 - High Surge Capability - 100 Amps



Designers Data for "Worst Case" Conditions

The Designers Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves representing boundaries on device characteristics are given to facilitate "worst case" design.



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	22.35	23.37	0.880	0.920
B	6.10	7.11	0.240	0.280
C	18.16	19.18	0.715	0.755
D	0.89	1.14	0.035	0.045
F	11.18	11.68	0.440	0.460
G	4.57	5.59	0.180	0.220
H	7.24	7.75	0.285	0.305
K	19.05	-	0.750	-
D	3.43	3.94	0.135	0.155

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	MDA970-1	MDA970-2	MDA970-3	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V _{RRM}	50	100	200	Volts
Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RWM} V _R				
RMS Reverse Voltage	V _{RRMS}	35	70	140	Volts
AC Output Voltage					
Resistive Load	V _{OL}	31	62	124	Volts
Capacitive Load	V _{OLC}	50	100	200	
Average Rectified Forward Current	I _O	----- 4.0 ----- ----- 8.0 -----			Amps
Non-Repetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, T _J = 150°C)	I _{FSM}	----- 100 -----			Amps
Operating and Storage Junction Temperature Range	T _J , T _{stg}	----- 65 to +150 -----			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Max (Per Die)	Unit
Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}	10	°C/W
Effective Bridge	R _{θ(EB)}	7.75	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Instantaneous Forward Voltage (Per Diode) (I _F = 6.28 Amp, T _J = 25°C) (I _F = 6.28 Amp, T _J = 150°C)	V _F		0.9 0.9	Volt
Reverse Current (Rated V _{RRM} applied to ac terminals, + and - terminals open, T _A = 25°C)	I _R		1.0	mA

CASE: Transfer-molded plastic encapsulation.
FINISH: All external surfaces are corrosion-resistant. Leads are readily solderable.
POLARITY: Embossed symbols
AC input ~ ~
DC output + +
MOUNTING POSITION: Any
WEIGHT: (Approximately): 7.5 Grams
MOUNTING TORQUE: 5 in.-lb Max

THREE TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

MC78M00C series

MC78M00C SERIES THREE TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATORS

The MC78M00 Series positive voltage regulators are identical to the popular MC7800C Series devices, except that they are specified for only half the output current. Like the MC7800C devices, the MC78M00C three-terminal regulators are intended for local, on-card voltage regulation.

Internal current limiting, thermal shutdown circuitry and safe area compensation for the internal pass transistor combine to make these devices remarkably rugged under most operating conditions. Maximum output current, with adequate heatsinking is 500 mA.

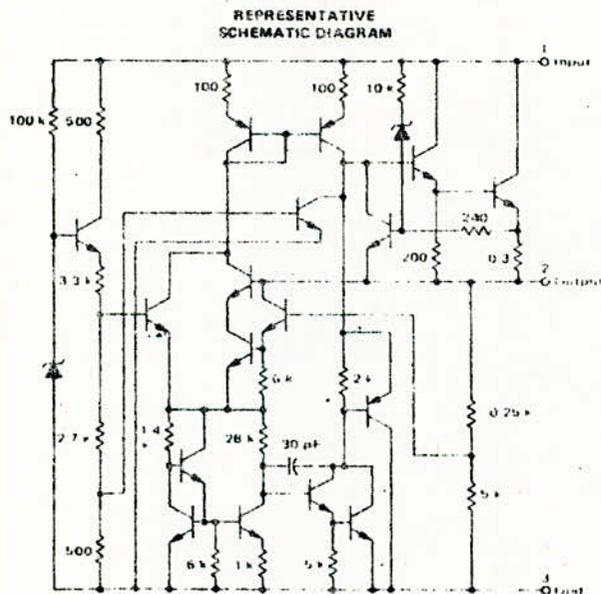
- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe Area Compensation
- Packaged in the Plastic Case 199-04 or Hermetic TO 39 (Pin Compatible with the VERSAWATT[®] or TO 220)

THREE TERMINAL POSITIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

TYPE NO./VOLTAGE

MC78M05C	5.0 Volts
MC78M06C	6.0 Volts
MC78M08C	8.0 Volts
MC78M12C	12 Volts
MC78M15C	15 Volts
MC78M18C	18 Volts
MC78M20C	20 Volts
MC78M24C	24 Volts

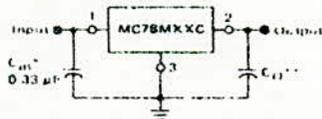


G SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 79
TO 39



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 199-04

STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.

XX - these two digits of the type number indicate voltage.

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

** C_{O} improves stability and transient response.

[®] Trademark of Radio Corporation of America

See Packaging Information Section for outline dimensions

MC7900C Series

VOLTAGE REGULATORS

MC7900C SERIES THREE-TERMINAL NEGATIVE VOLTAGE REGULATORS

The MC7900C Series of fixed output negative voltage regulators are intended as complements to the popular MC7800C Series devices. These negative regulators are available in the same seven voltage options as the MC7800C devices. In addition, two extra voltage options commonly employed in MECL systems are also available in the negative MC7900C Series.

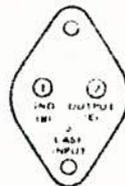
Available in fixed output voltage options from 2.0 to 24 volts, these regulators employ current limiting, thermal shutdown, and safe area compensation making them remarkably rugged under most operating conditions. With adequate heat-sinking they can deliver output currents in excess of 1.0 ampere.

- No External Components Required
- Internal Thermal Overload Protection
- Internal Short-Circuit Current Limiting
- Output Transistor Safe Area Compensation
- Packaged in the Plastic Case 199 04 (Pin Compatible with the VERSAWATT[†] or TO 220) Or Hermetic TO-3 Type Metal Power Package

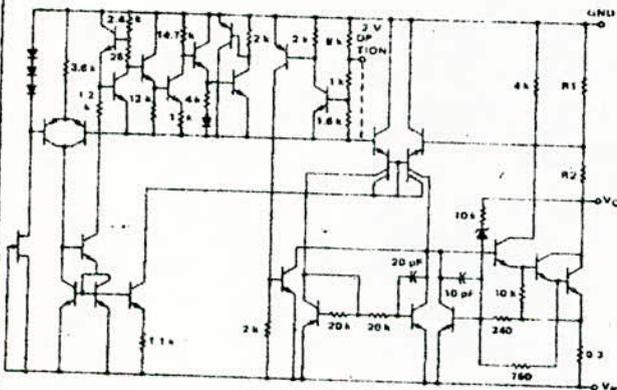
THREE-TERMINAL NEGATIVE FIXED VOLTAGE REGULATORS MONOLITHIC SILICON INTEGRATED CIRCUITS



**K SUFFIX
METAL PACKAGE
CASE 11-01
(TO 3 TYPE)**



SCHEMATIC DIAGRAM



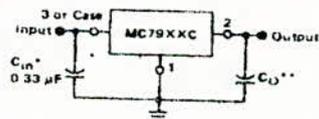
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 199 04

- Pin 1 GND (B)
- Pin 2 Output (E)
- Pin 3 Input (C)

Heat sink surface connected to pin 3



STANDARD APPLICATION



A common ground is required between the input and the output voltages. The input voltage must remain typically 2.0 V more negative even during the high point on the input ripple voltage.

XX = these two digits of the type number indicate voltage

* C_{in} is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.

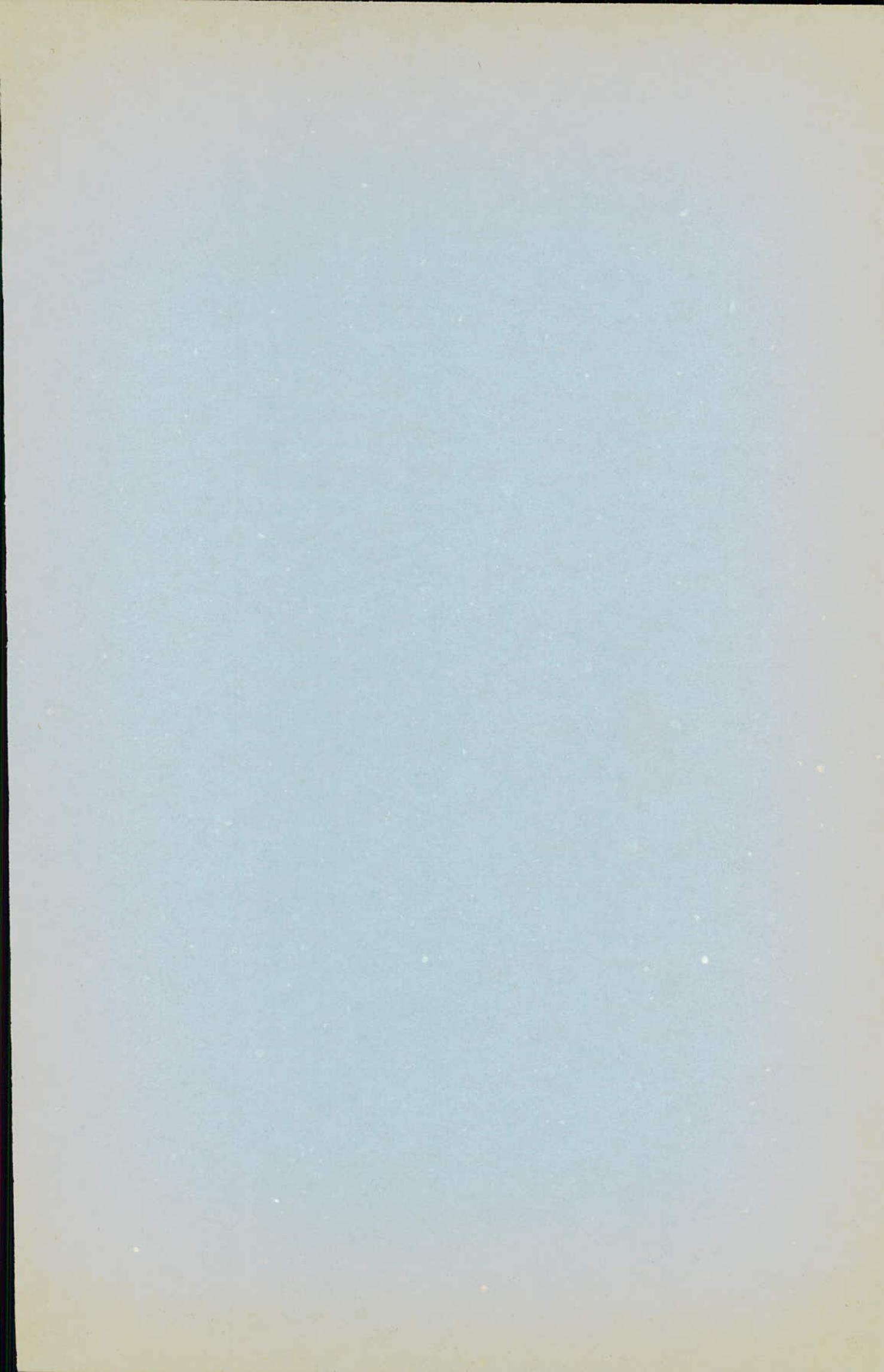
** C_0 improves stability and transient response.

DEVICE TYPE/NOMINAL OUTPUT VOLTAGE

MC7902C 2.0 Volts	MC7906C 6.0 Volts	MC7915C 15 Volts
MC7905C 5.0 Volts	MC7908C 8.0 Volts	MC7918C 18 Volts
MC7905-2C 5.2 Volts	MC7912C 12 Volts	MC7924C 24 Volts

[†]Trademark of Radio Corporation of America.

See Packaging Information Section for outline dimensions



----- C O N C L U S I O N -----

Comme nous l'avons indiqué au niveau de l'introduction, l'objectif que nous nous sommes fixé est la mesure et l'amélioration des caractéristiques des Amplificateurs Opérationnels.

Au terme de notre travail, on peut légitimement se poser la question suivante : avons nous atteint cet objectif ?

Sans vouloir donner une réponse catégorique à cette question on peut affirmer que sur le plan de notre formation , le travail réalisé dans le cadre de cette thèse nous a permis de maîtriser les problèmes qui se posent au niveau des mesures.

Tout au long de nos réalisations pratiques, nous avons tenu à présenter les maquettes de manière qu'elles puissent être utilisées comme support à un enseignement théorique sur les mesures et les applications de ces derniers.

Etant données les caractéristiques assez performantes de certains amplificateurs opérationnels, il nous a été impossible de mesurer avec précision les paramètres caractérisants ces derniers avec l'appareillage dont nous disposions.

BIBLIOGRAPHIE

- L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL :

Principes et Applications

R - Damaye - Edition - Radio (1972)

- H. LILEN :

Principes applications des circuits intégrés linéaires

Edition Radio (1972)

- R. DUGEHAUT :

Applications Pratiques de l'Amplificateur Opérationnel

ETSF (1975).