

26/80

2 ex

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

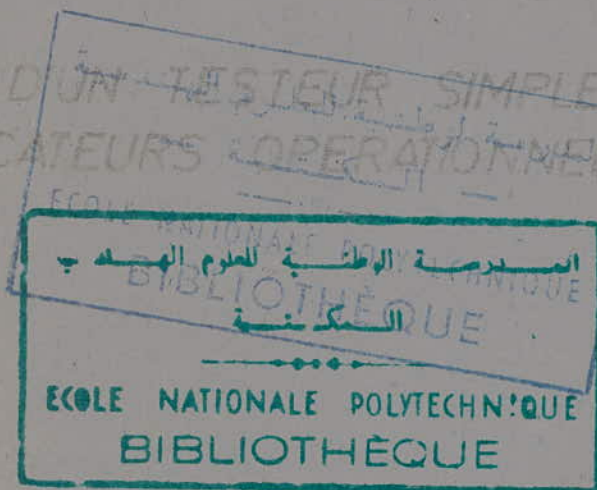
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

REALISATION D'UN TESTEUR SIMPLE POUR  
AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS



PROPOSE PAR

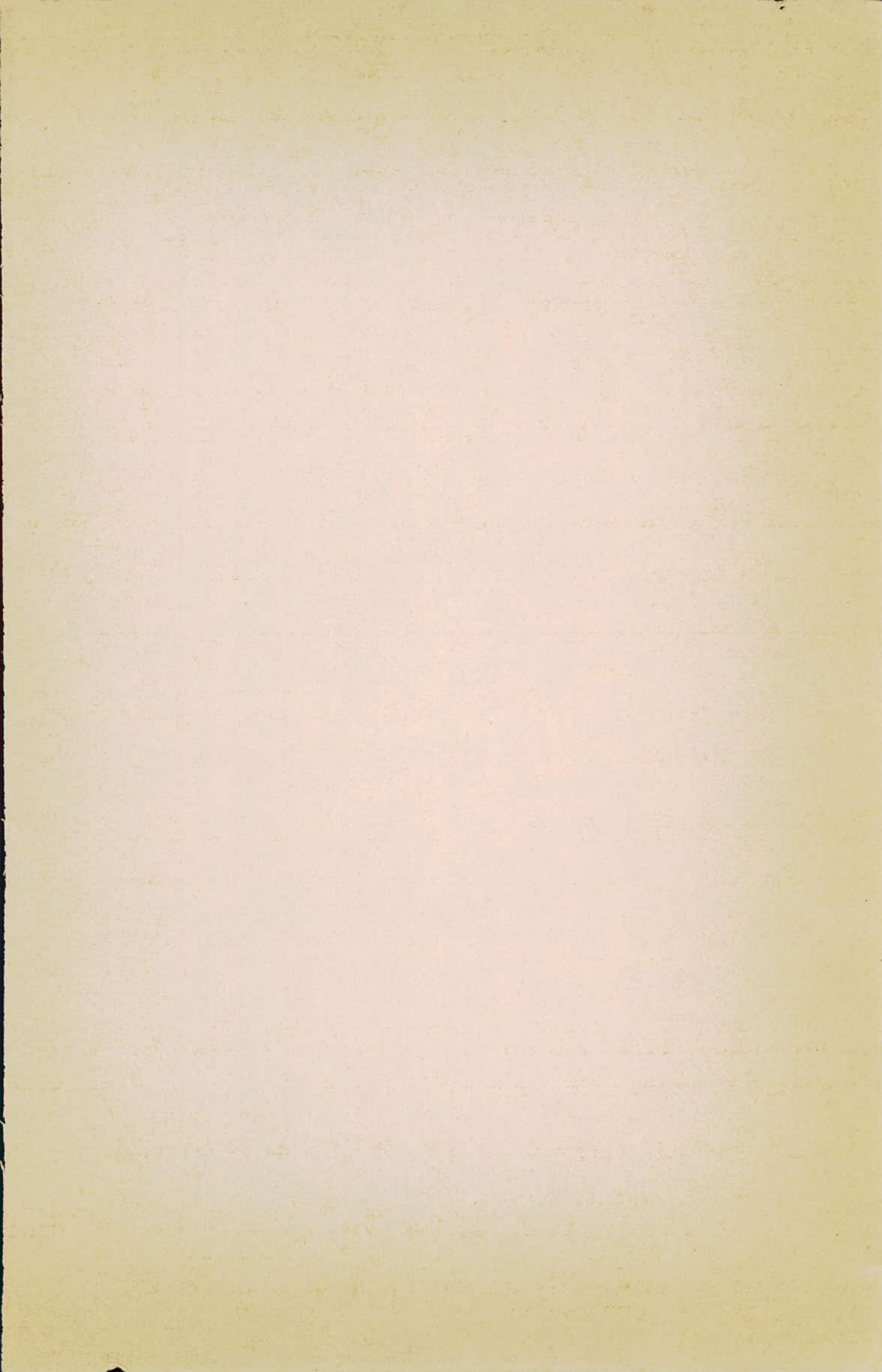
M. HADDADI

ETUDIE PAR

C. NGUIE

J. B. ATANGANA

JANVIER 1980



UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

---

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

---

REALISATION D'UN TESTEUR SIMPLE POUR  
AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

PROPOSE PAR:

M. HADDADI

ETUDIE PAR:

C. NGUIE

J. B. ATANGANA

A mes parents

J.B ATANGANA

A mes parents

C. NGUIE



/  ) V A N T      /  ) R O P O S

#####

Ce modeste travail a été réalisé à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Nous remercions vivement notre promoteur Monsieur HADDADI Mourad pour l'aide qu'il nous a apportée tout au long de l'élaboration de ce projet.

Nous avons été sensible à l'intérêt que Monsieur SINTES a porté à notre travail et pour ses conseils pratiques.

Nous désirons exprimer notre reconnaissance à Christian OUISSYKA et Désiré MOULELE qui ont bien voulu se charger de la dactylographie de ce travail.

Enfin ← Last but not least - Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à notre formation trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

# O M M A I R E

## INTRODUCTION

### CHAPITRE I : LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

A - Qu'est ce qu'un amplificateur opérationnel

- 1°) Définitions
- 2°) Symboles et représentation
- 3°) Structure de l'A. O.
- 4°) Utilisation

B - Les caractéristiques d'un A. O.

- 1°) Définitions
- 2°) Amplificateur idéal
- 3°) Amplificateur réel
- 4°) Compensation en fréquence

### CHAPITRE II : LE TEST DES A. O.

- 1°) Mesure du gain en boucle ouverte
- 2°) Mesure du gain en mode commun
- 3°) Mesure du produit gain-bande passante
- 4°) Mesure du slew rate et de la fréquence maximale en pleine puissance
- 5°) Mesure de l'impédance d'entrée différentielle
- 6°) Mesure de l'impédance d'entrée en mode commun
- 7°) Mesure de l'impédance de sortie
- 8°) Tension maximale en mode commun
- 9°) Rapport de réjection de mode commun R. R. M. C.
- 10°) Mesure des courants de polarisation et de décalage.
- 11°) Mesure de la tension de décalage  $V_d$  (offset)
- 12°) Mesure de bruit
- 13°) Relevé de la fonction caractéristique de transfert.

B - Méthode adoptée pour notre testeur

1°) Paramètres retenus

2°) Méthode adoptée pour la mesure de ces caractéristiques

### CHAPITRE III. PANORAMA DES A. O.

A - Répertoire des A.O. sur le marché

1°) Boitier CH

2°) Boitier CN

3°) Boitier FP

4°) Boitier MP

5°) Boitier TO

B - Tableau des A.O. les plus courants

C - Support de test pour les types étudiés

### CHAPITRE IV : REALISATION PRATIQUE

A - Constitution

B - Alimentation stabilisée

1°) Production de tension pour le dispositif de mesure

2°) Production de tension pour l'amplificateur en essai

C - Le générateur de fonctions

1°) Générateurs de signaux carrés.

2°) Le générateur du signal impulsionnel

3°) Le signal triangulaire

D - Description du circuit de mesure.

1°) Dispositif de commande des transistors  $T_5$  et  $T_6$

2°) Intégrateur

3°) Impulsion de référence zéro volt.

E - Fonctionnement du testeur

1°) Mesure du courant de polarisation  $I_p$

2°) Mesure du courant et de la tension de décalage

3°) Relevé de la caractéristique de transfert

4°) Calibrage et tableau comparatif des valeurs

CHAPITRE V : DIAGNOSTIC DE PANNES

A - Alimentation

B - Générateurs de fonctions

C - Les circuits mesures.

CHAPITRE VI : CONCLUSION



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

A l'heure où la microélectronique est en plein essor, tous les appareils électroniques tendent à se miniaturiser. Les circuits intégrés voient leur utilisation s'intensifier. Ainsi, les amplificateurs opérationnels se vendent aujourd'hui en des millions d'exemplaires.

Très vite alors est apparue aux divers utilisateurs, la nécessité de pouvoir vérifier de manière rapide ces composants. Evidemment, ceci pourrait se faire par substitution de composants dans un montage au fonctionnement sûr mais dans ce cas, aucune possibilité de mesure ne sera permise. De plus, il faudrait disposer de montages au fonctionnement assurés<sup>I</sup> pour chaque type de circuit intégré.

L'autre solution consistera à réaliser un appareil simple pour mesurer rapidement certains paramètres de ces éléments ce qui permettra leur contrôle.

C'est cette solution que nous avons adoptée. Cependant avec la restriction que notre appareil ne pourra pas servir au contrôle de tous les amplificateurs opérationnels existant à l'heure actuelle sur le marché. (Ils sont plus de 4 000).

Notre travail se subdivise en six chapitres.

- Dans le premier chapitre nous présentons l'amplificateur opérationnel et définissons ses caractéristiques.
- Le chapitre II expose les différentes mesures sur les caractéristiques des amplificateurs opérationnels et nous élaborons une méthode de mesure pour notre testeur.
- Dans le troisième chapitre, nous faisons le point des différents types d'amplificateurs actuellement commercialisés et dans ce même chapitre, apparaît la difficulté de concevoir un testeur universel simple.

- Le quatrième chapitre est réservé exclusivement à la réalisation de notre testeur.
- Nous avons, par ailleurs, trouver pratique d'insérer un cinquième chapitre qui met à la disposition de l'utilisateur un diagnostic de quelques pannes.

CHAPITRE I. LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

A - Qu'est-ce qu'un amplificateur opérationnel.

1°) Définition

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur à courant continu à grand gain et à forte impédance d'entrée.

Il doit son nom au fait qu'au départ, il était très souvent utilisé dans les calculateurs analogiques pour effectuer des opérations : addition, soustraction, dérivation, intégration ou élaborer des fonctions telles que les fonctions logarithmiques, quadratiques, sinus, ect...

C'est un amplificateur différentiel susceptible de travailler avec un réseau extérieur de contre réaction (linéaire ou non linéaire) destiné à fixer le gain ou la fonction de transfert voulu.

2°) Symbole et représentation.

L'amplificateur opérationnel met en évidence la différence de tensions entre les deux entrées. Sa représentation symbolique est la suivante :

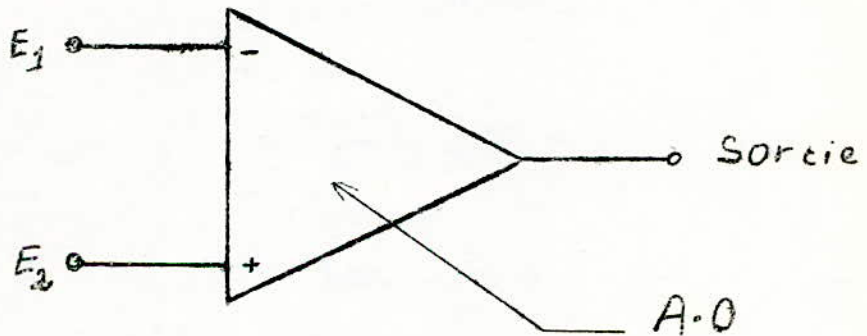


Fig. I-1

$E_1$  : entrée inverseuse : le signal qui lui est appliqué se trouve inversé dans l'amplificateur. Elle est désignée par le signe (-). L'entrée est en opposition de phase avec la sortie.

$E_2$  : entrée non inverseuse : Le signal appliqué réapparaît avec la même phase à la sortie. Elle est désignée par le signe (+).



Remarques : l'amplificateur sans boucle de contre-réaction est dit en boucle ouverte. Muni de celle-ci, on dit qu'il fonctionne en boucle fermée.

Dans certains montages, on retrouve des sorties asymétriques.

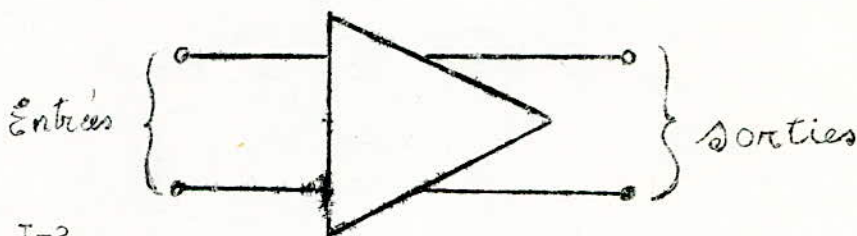


Fig. I-2

Lorsque la tension différentielle d'entrée est nulle, on souhaite que la tension de sortie soit également nulle. Cela veut dire que la tension de sortie au repos, doit être nulle : pour obtenir ce résultat, on est donc amené à prévoir deux tensions d'alimentation, l'une positive et l'autre négative par rapport à la masse.

### 3°) Structure de l'amplificateur opérationnel

Presque tous les amplificateurs opérationnels sont conçus selon le schéma synoptique de la fig. I-3 où se succèdent trois étages :

- Un étage différentiel d'entrée (avec son générateur de courant constant).
- Un étage amplificateur de tension.
- Un étage de sortie, auquel on confie le double rôle d'abaisser l'impédance et de décaler la tension de sortie pour qu'elle s'annule lorsque s'annulent aussi les tensions d'entrée.

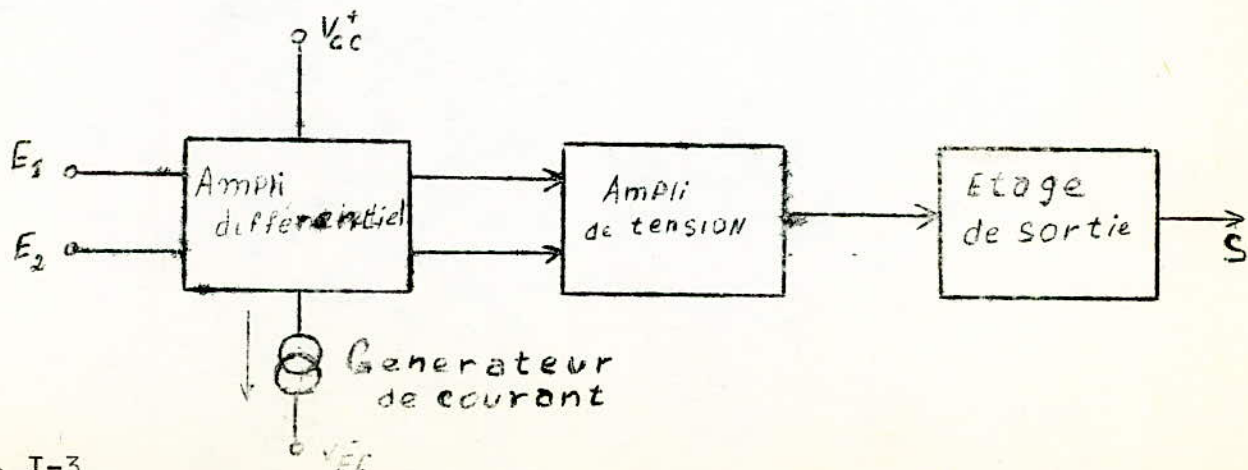


Fig. I-3



4°) Utilisation.

L'amplificateur opérationnel est devenu d'un usage si courant qu'il est actuellement considéré comme un simple composant, tel le transistor, le FET ect...

En dehors de ses applications les plus courantes et bien connues (amplificateurs à gain stabilisé, intégrateurs, dérivateurs, sommateurs, ect...) l'amplificateur opérationnel est utilisé dans les montages beaucoup moins connus : modulateurs, gyrateurs, convertisseurs d'impédance, générateurs de fonctions ect...

B - Les caractéristiques d'un amplificateur opérationnel

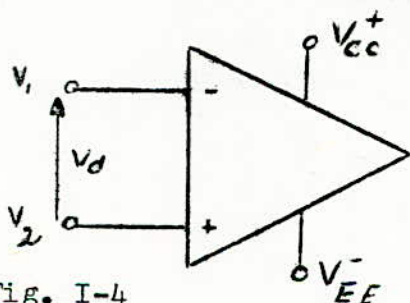
1°) Définitions

a) Tension d'alimentation ( $V_{CC+}$ ,  $V_{EE-}$ )

$V_{CC+}$  est la tension d'alimentation positive par rapport au point de référence de masse.

$V_{EE-}$  est la tension d'alimentation négative par rapport au point de référence de masse.

B) Tension différentielle d'entrée ( $V_d$ ).



$$V_d = V_1 - V_2$$

Fig. I-4

C'est la différence de tension appliquée sur chacune des entrées.

c) Tension d'entrée en mode commun ( $V_{CM}$ )

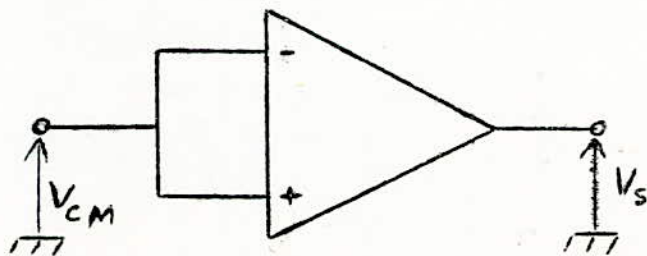


Fig. I-5

C'est la tension appliquée en phase sur l'une des

d) Gain en boucle ouverte ( $G_o$ )

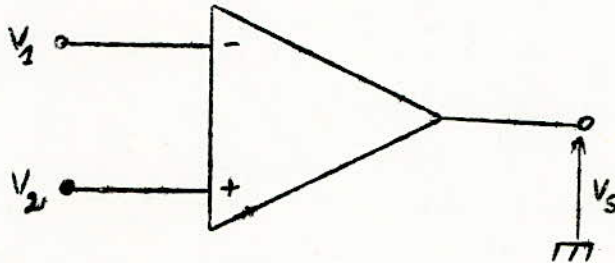


Fig. I-6

C'est le rapport de la tension de sortie sur la différence de tensions d'entrée.

$$G_o = \frac{V_s}{V_1 - V_2} = \frac{V_s}{V_d}$$

Ce gain est très élevé, il peut atteindre  $10^8$

e) Rapport de réjection en mode commun (RRMC)

Attaqué en mode commun, l'amplificateur opérationnel fournit une tension de sortie non nulle, appelée tension d'erreur.

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

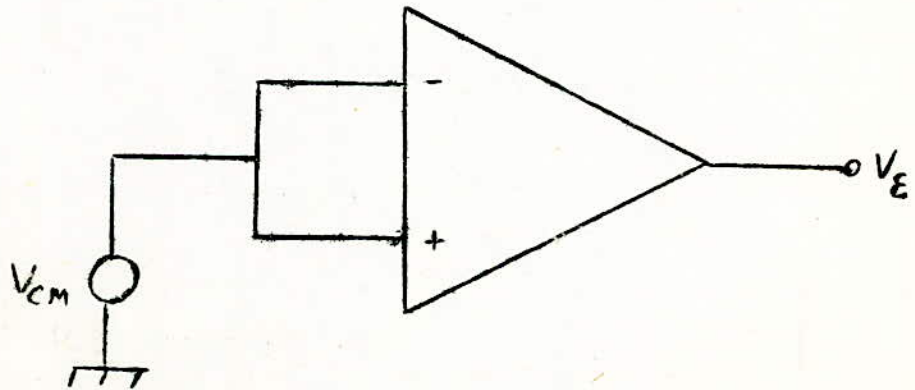


Fig. I-7

On a  $RRMC = \frac{V_{CM}}{V_E / G_0} = \frac{V_{CM} \cdot G_0}{V_E}$ . Soit si on l'exprime en décibel :

$$RRMC \text{ (dB)} = 20 \log_{10} RRMC$$

Une autre façon d'apprécier le RRMC consiste à attaquer les entrées en différentiel avec une tension  $V_d$  telle que la tension de sortie  $V_s$  soit égale à la tension d'erreur  $V_E$  comme l'indique le schéma suivant :

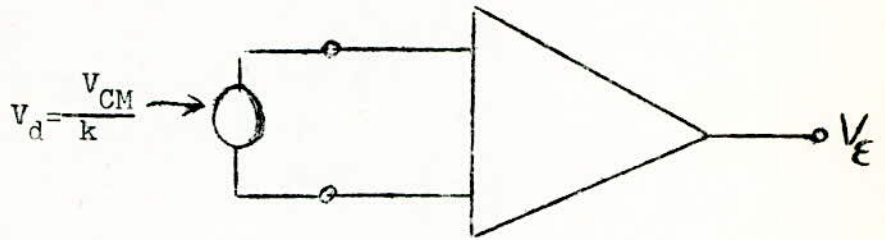


Fig. I-8

Le rapport entre la tension de mode commun  $V_{CM}$  et la tension d'entrée différentielle  $V_d$  qui fournit une même tension de sortie définit alors le rapport de réjection de mode commun.

$$\text{On a : } \frac{V_{CM}}{V_d} = k = RRMC$$

Remarque : On doit avoir le RRMC le plus grand possible pour minimiser la tension d'erreur.

f) Taux de réjection due aux alimentations : S. V. R.

C'est le rapport de la variation de tension intrinsèque de décalage sur la somme des variations des tensions d'alimentation

$$S; V. R. = \frac{V_d}{V_{CC+} + V_{EE-}}$$

La valeur typique du S. V. R. (Supply Voltage Ratio) est de  $10^{-4}$  à  $10^{-5}$ .

g) Tension d'entrée différentielle maximale



C'est la tension maximale qui peut être appliquée entre les entrées sans provoquer de destruction.

h) Tension d'entrée de mode commun maximale

C'est la tension maximale qui, appliquée simultanément sur les entrées, n'amène pas de perturbations dans le fonctionnement et de destruction.

i) Gamme des tensions d'entrée.

C'est la gamme des tensions à l'intérieur de laquelle doit rester la tension d'entrée pour que le fonctionnement du circuit ne soit pas perturbé.

j) Gamme des tensions d'entrée de mode commun

C'est la gamme des tensions à l'intérieur de laquelle doit rester la tension d'entrée de mode commun pour que le fonctionnement du circuit ne soit pas perturbé.

k) Tension de décalage à l'entrée.

C'est la tension différentielle qui doit être appliquée à l'entrée pour annuler la tension de sortie. Cette tension résiduelle dépend principalement des caractéristiques d'entrée du premier étage. On la compense par un circuit intérieur

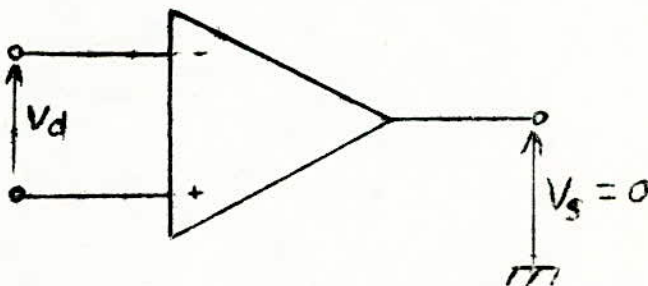


Fig. I-9

l) Coefficient de température de la tension de décalage.

C'est la variation exprimée en  $\mu V/^\circ C$  de la tension de décalage à l'entrée en fonction de la température.

m) Courant de polarisation



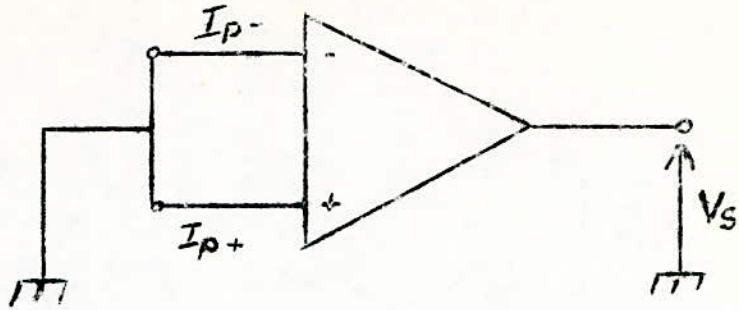


Fig. I-10

C'est le courant nécessaire pour assurer la polarisation des transistors d'entrée.

On le note :

$$I_p = \frac{I_{p-} + I_{p+}}{2}$$

Il varie de quelques nA à 1 mA environ.

n) Courant de décalage à l'entrée.

C'est la différence des courants de polarisation des deux entrées.

$$I_d = I_{p-} - I_{p+}$$

o) Tension de décalage en sortie

C'est la tension continue qui existe entre les sorties ou la sortie et la masse quand les entrées sont à la masse.

p) Impédance d'entrée (Z<sub>e</sub>)

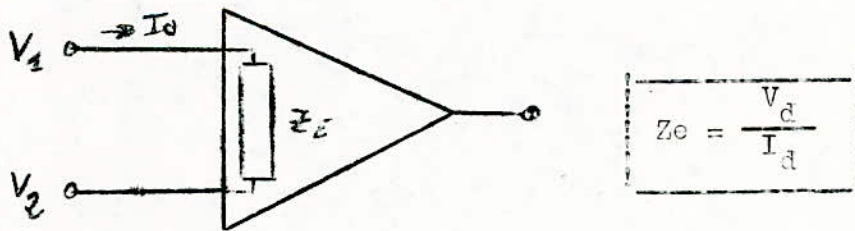
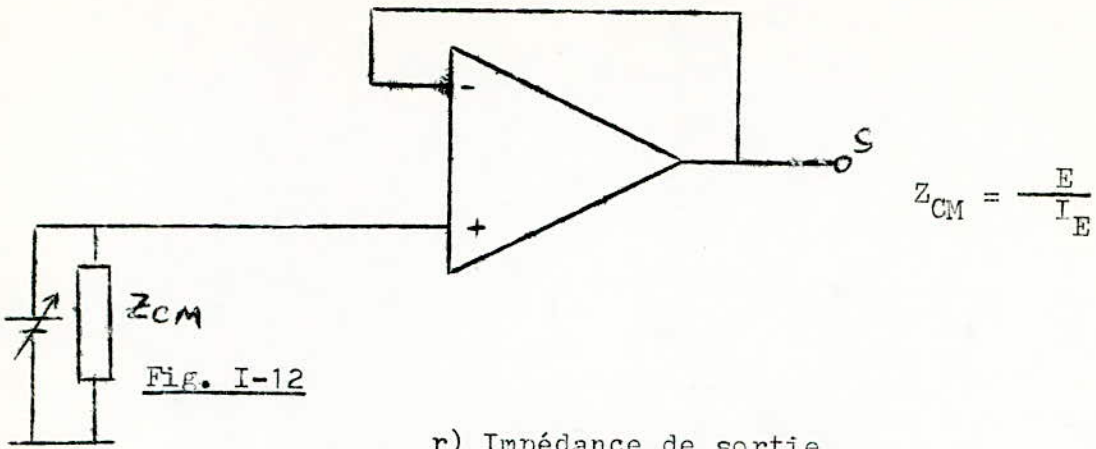


Fig. I-11

C'est le rapport d'une variation de tension de sortie à la variation de courant de sortie qui l'a provoquée.

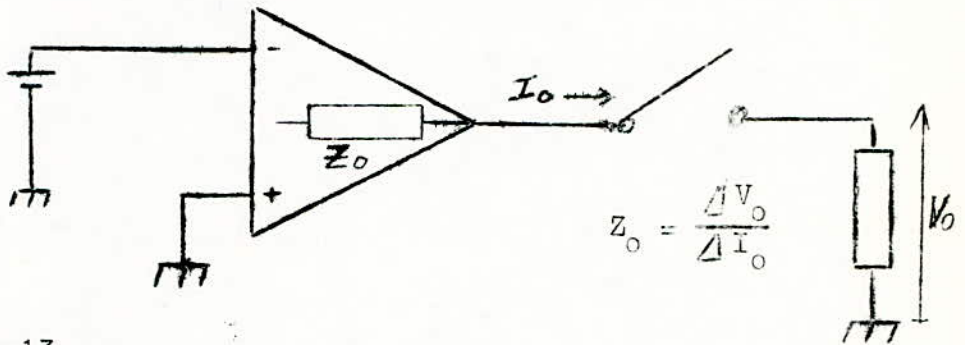
q) Impédance en mode commun.

C'est l'impédance vue par une source branchée sur l'une des entrées et la masse, l'autre entrée étant raccordée à la sortie.

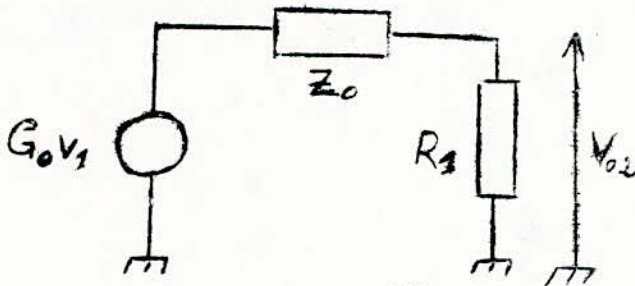


r) Impédance de sortie

C'est le rapport d'une variation de tension de sortie à la variation de courant de sortie qui l'a provoquée.



On a le diviseur de tension suivant :



d'où  $V_{02} = V_{01} \frac{R_1}{R_1 + Z_0}$

avec  $V_{01}$  : tension à vide

$V_{02}$  : tension à charge.

s) Bande passante à -3dB

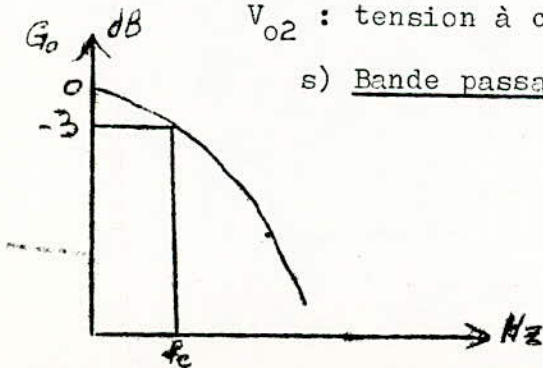


Fig I-14

C'est la fréquence à laquelle le gain de tension différentiel en boucle ouverte est de 3 dB inférieur au gain

de tension différentiel en boucle ouverte à une fréquence nulle (courant continu).

t) Bande passante au gain unité

C'est la fréquence à laquelle le gain de tension différentiel est égal à l'unité.

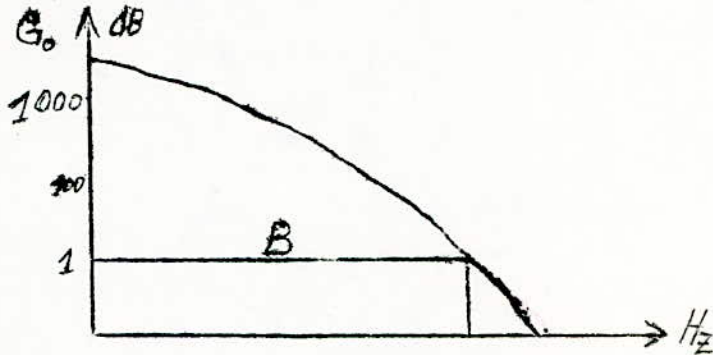


Fig. I-15

u) Vitesse de balayage. Slew-Rate (SR)

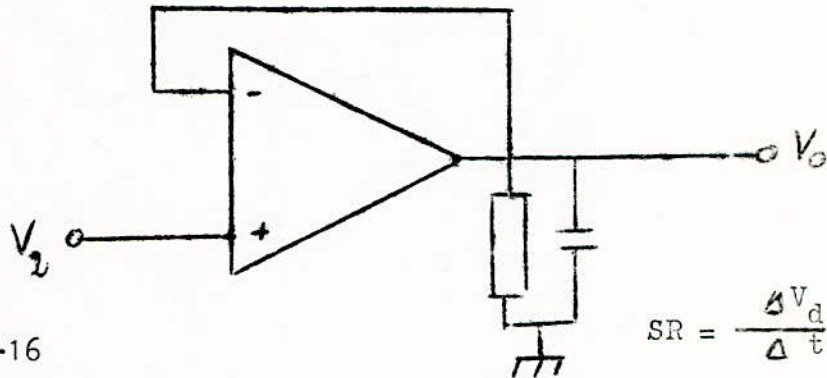


Fig I-16

C'est la pente exprimée en  $V/\mu s$  de la droite suivie par la tension de sortie lorsqu'on applique à l'entrée un échelon de tension différentiel de grande amplitude qui ne provoque pas de saturation.

Généralement, cette mesure est effectuée au gain unité.

v) Comensation de fréquence optimale.

C'est un réseau extérieur de résistances et de capacités assurant en fonctionnement stable avec la plus grande bande passante possible pour un gain en boucle fermée donné.

w) Linéarité

C'est le rapport entre les écarts maximaux de la fonction de transfert réelle et la fonction de transfert idéale.



### 2°) Amplificateur idéal

L'amplificateur idéal est un amplificateur qui fournit une tension de sortie proportionnelle à la différence de tension qui existe entre ses deux entrées, la tension de sortie étant du même signe que la tension de l'entrée non inverseuse par rapport à la tension d'entrée inverseuse.

Il doit posséder les caractéristiques suivantes :

- Un gain en boucle ouverte infini: ce qui entraîne que la tension entre l'entrée plus et l'entrée moins est nulle puisque cette tension est égale à la tension de sortie divisée par le gain en boucle ouverte.

Les courants d'entrée  $I_{p+}$  et  $I_{p-}$  sont considérés comme nuls.

- Un gain de mode commun nul.
- Une impédance d'entrée infinie afin de minimiser les courants  $I_{p+}$  et  $I_{p-}$  et la tension de décalage  $V_d$ .
- Une impédance de sortie nulle afin que la tension de sortie ne soit pas influencée par l'impédance de charge.
- Une bande passante infinie, afin de lui permettre de fonctionner à n'importe quelle fréquence sans apporter d'atténuation ou de déphasage aux fréquences élevées.
- Un courant et une tension de décalage nuls.
- Une tension de sortie parfaitement nulle à l'absence du signal à l'entrée.

### 3°) Amplificateur réel

Dans la pratique, il n'est pas possible d'obtenir les caractéristiques de l'amplificateur idéal. On se contente d'approximations suffisantes pour ne pas apporter de perturbations dans le montage.

A l'amplificateur idéal, on devrait alors ajouter les caractéristiques réelles.

$I_{p+}$  et  $I_{p-}$  : courants d'entrée



$V_d$  : tension de décalage

$Z_e$  : impédance d'entrée.

:L'impédance de sortie  $Z_o$  qui se trouve en série avec un générateur  $G_o V_d$  est donné par :

$$Z_o = \frac{G_o V_d - V_s}{I_s}$$

Le schéma de l'ampli se présente ainsi :

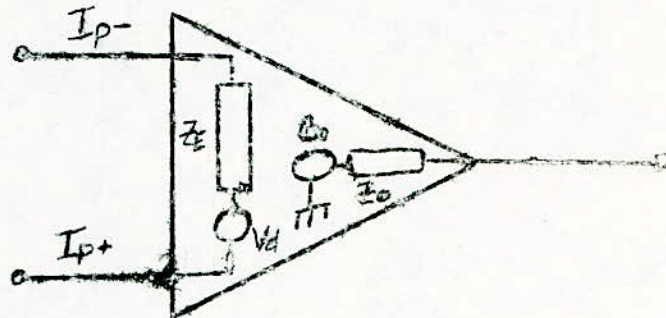


Fig. I-17

#### 4°) Compensation en fréquence

La contre réaction généralement appliquée à l'entrée non inverseuse n'a pas une phase constante : elle varie avec la fréquence.

Le gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence sera alors :

$$G(w) = \frac{G_o(w)}{1 + G_o(w)B(w)}$$

où  $G_o$  et  $B$  sont des grandeurs complexes.

$G_o(w)$  : gain de l'amplificateur en bande ouverte

$B(w)$  : taux de contre réaction

$w$  : pulsation correspondant à une fréquence  $f$ .

$G$  : gain en boucle fermée.

Si à une fréquence  $f$ , le déphasage atteint  $180^\circ$  et si à cette fréquence le gain est encore supérieur à l'unité, la contre réaction se transformera en réaction (positive) et l'amplificateur deviendra instable.

Ceci se produit si  $G_o(w)B(w) = 1$

Aussi il convient d'assurer la stabilité du montage soit par des compensations externes, soit par les compensations internes.

Pour cela on dispose de différents moyens;

- Limiter le taux de contre-réaction en le maintenant dans la gamme permise. Ce qui revient à limiter la bande passante.
- Limiter la bande passante en lui imposant une pente de décroissance de 6 dB/octave. C'est la post-compensation.
- Corriger l'amplificateur par des circuits de compensation en fréquence afin de réduire les déphasages de manière à ne jamais atteindre la pente de 12 dB/octave. C'est la pré-compensation.

Souvent d'ailleurs, ces deux dernières méthodes peuvent être appliquées simultanément.

En général, les constructeurs prévoient les broches de compensation sur certains amplificateurs et fournissent les valeurs optimales des composants (résistances et condensateurs) du réseau extérieur de compensation.

CHAPITRE II. LE TEST DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

A - Mesure des caractéristiques

Les caractéristiques d'un amplificateur opérationnel sont en général fournies par son fabricant. Cependant, il est important pour bien utiliser un amplificateur opérationnel ou pour vérifier son état de pouvoir mesurer avec précision ses caractéristiques, ainsi que l'influence de divers agents extérieurs (température, tensions d'alimentation ...) sur ces dernières.

1°) Mesure du gain en boucle ouverte

a) Méthode générale

Le gain en boucle ouverte  $A_0$  est défini par :  $A_0 = \frac{V_S}{V_d}$

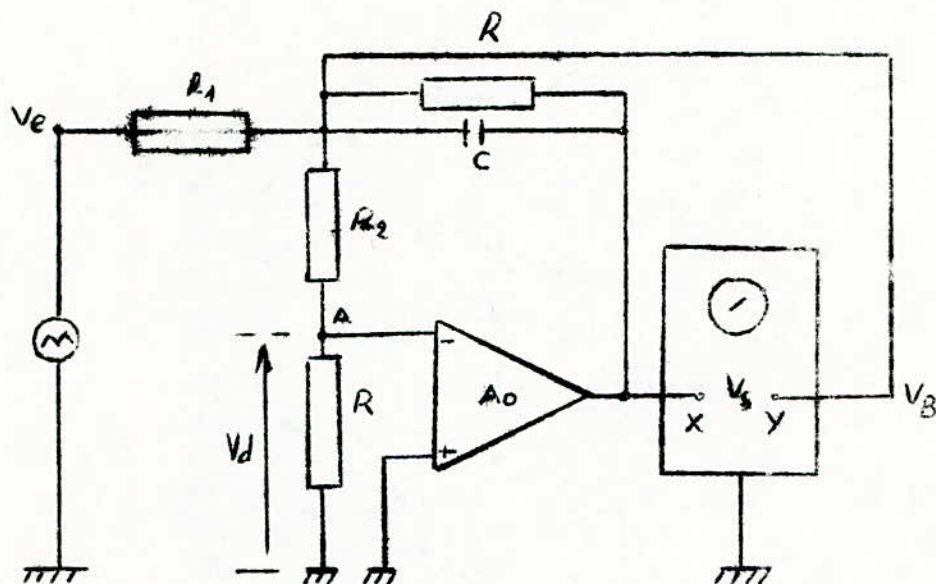


Fig. II-1

$V_d = V_A$  or :  $\frac{V_A}{V_B} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2}$  ( diviseur de tension)

on aura alors :

$$A_0 = \frac{V_S}{V_A} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{V_S}{V_B}$$

On choisit généralement  $V_S$  le plus près possible du maximum sans atteindre la non linéarité. La fréquence est de l'ordre de 10 Hz. Ce qui permet d'éliminer le bruit en limitant la bande passante de l'oscilloscope qui sert à effectuer la mesure des tensions  $V_S$  et  $V_B$ .



Si l'on choisit pour  $R_1$  et  $R_2$  : 1 k $\Omega$  et 100 k $\Omega$   
 on aura :  $A_0 = 101 \frac{V_S}{V_B}$

On peut également fixer  $V_B$  de telle sorte à lire  
 directement  $A_0 = V_S$ .

B) Mesure d'un gain élevé.

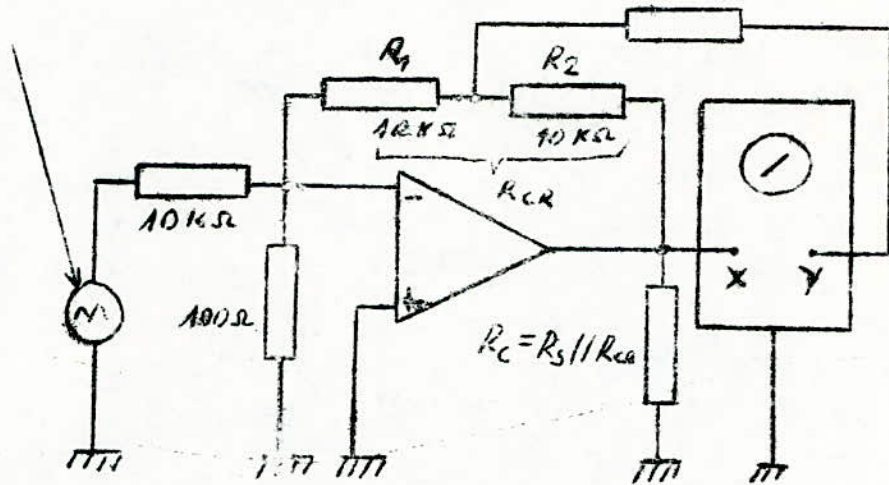


Fig. II-2

Lorsque le gain de l'amplificateur est très élevé la sensibilité Y de l'oscilloscope peut ne pas être suffisante. On utilisera alors l'amplificateur en essai comme préamplificateur de sa propre tension différentielle à l'entrée.

Il suffira de fractionner la résistance de contre réaction  $R_{CR}$  comme cela est indiqué sur la figure de façon à obtenir une tension égale à 100 fois la tension différentielle d'entrée par exemple:

Dans notre cas, on a  $V_B = 101 V_d$ .

La formule du gain décrite précédemment reste valable.

- La petite résistance de 100 $\Omega$  introduite en série avec l'oscilloscope est destinée à éviter les instabilités.

-  $R_C$  est la résistance nominale de charge donnée par le constructeur :  $R_C = \frac{V_S \max}{I_{max}}$



Remarques : l'emploi d'un signal d'entrée triangulaire permet de déceler la moindre saturation et de fait éviter les surcharges et mettre en lumière les plus petits déphasages introduits par l'amplificateur.

Deux éléments sont essentiels pour notre mesure, l'oscilloscope et le générateur de signaux triangulaires.

Le montage précédemment décrit pourra également servir pour le relevé de la caractéristique de transfert. Il suffira de ce fait d'augmenter le signal d'entrée jusqu'à la naissance de la saturation.

2°) Mesure du gain en mode commun

Si l'on attaque simultanément les deux entrées différentielles à l'aide d'un seul et même signal, la tension de sortie n'est pas nulle.

Il apparaît à la sortie une tension minime certes, mais appréciable.

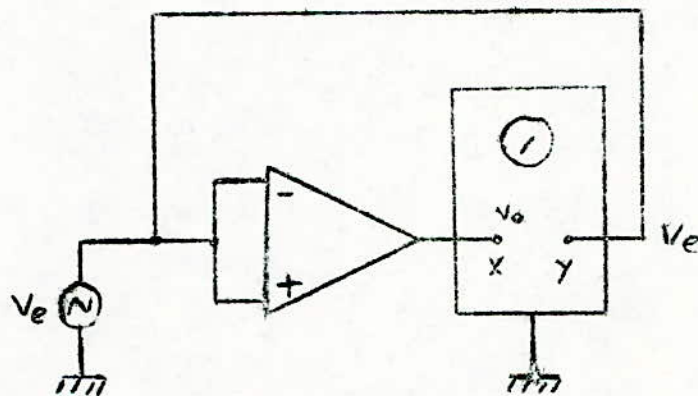


Fig. II-3

Le gain en mode commun est donné par :

$$A_{cm} = \frac{V_o}{V_e}$$

3°) Mesure du produit gain-bande passante

L'amplificateur est monté à gain en boucle fermée égal à l'unité, soit en inverseur soit en suiveur de tension respectivement (fig. II-4), (fig. II-3).

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

A l'heure où la microélectronique est en plein essor, tous les appareils électroniques tendent à se miniaturiser. Les circuits intégrés voient leur utilisation s'intensifier. Ainsi, les amplificateurs opérationnels se vendent aujourd'hui en des millions d'exemplaires.

Très vite alors est apparue aux divers utilisateurs, la nécessité de pouvoir vérifier de manière rapide ces composants. Evidemment, ceci pourrait se faire par substitution de composants dans un montage au fonctionnement sûr mais dans ce cas, aucune possibilité de mesure ne sera permise. De plus, il faudrait disposer de montages au fonctionnement assuré<sup>I</sup> pour chaque type de circuit intégré.

L'autre solution consistera à réaliser un appareil simple pour mesurer rapidement certains paramètres de ces éléments ce qui permettra leur contrôle.

C'est cette solution que nous avons adoptée. Cependant a avec la restriction que notre appareil ne pourra pas servir au contrôle de tous les amplificateurs opérationnels existant à l'heure actuelle sur le marché. ( Ils sont plus de 4 000 ).

Notre travail se subdivise en six chapitres.

- Dans le premier chapitre nous présentons l'amplificateur opérationnel et définissons ses caractéristiques.
- Le chapitre II expose les différentes mesures sur les caractéristiques des amplificateurs opérationnels et nous élaborons une méthode de mesure pour notre testeur.
- Dans le troisième chapitre, nous faisons le point des différents types d'amplificateurs actuellement commercialisés et dans ce même chapitre, apparaît la difficulté de concevoir un testeur universel simple.

- Le quatrième chapitre est réservé exclusivement à la réalisation de notre testeur.
- Nous avons, par ailleurs, trouver pratique d'insérer un cinquième chapitre qui met à la disposition de l'utilisateur un diagnostic de quelques pannes.



CHAPITRE I. LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

A - Qu'est-ce qu'un amplificateur opérationnel.

1°) Définition

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur à courant continu à grand gain et à forte impédance d'entrée.

Il doit son nom au fait qu'au départ, il était très souvent utilisé dans les calculateurs analogiques pour effectuer des opérations : addition, soustraction, dérivation, intégration ou élaborer des fonctions telles que les fonctions logarithmiques, quadratiques, sinus, ect...

C'est un amplificateur différentiel susceptible de travailler avec un réseau extérieur de contre réaction (linéaire ou non linéaire) destiné à fixer le gain ou la fonction de transfert voulu.

2°) Symbole et représentation.

L'amplificateur opérationnel met en évidence la différence de tensions entre les deux entrées. Sa représentation symbolique est la suivante :

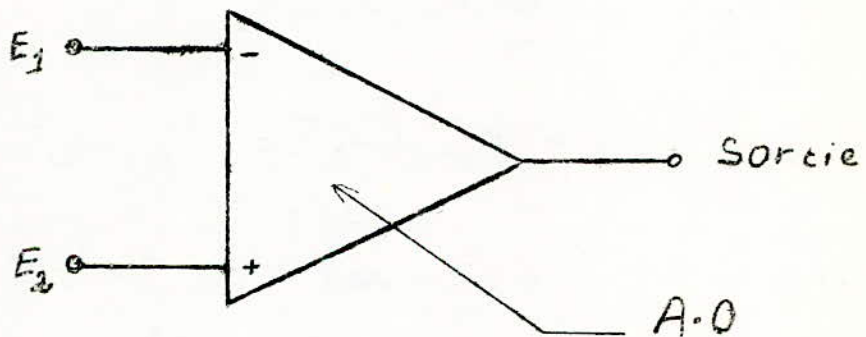


Fig. I-1

$E_1$  : entrée inverseuse : le signal qui lui est appliqué se trouve inversé dans l'amplificateur. Elle est désignée par le signe (-). L'entrée est en opposition de phase avec la sortie.

$E_2$  : entrée non inverseuse : Le signal appliqué réapparaît avec la même phase à la sortie. Elle est désignée par le signe (+).

Remarques : l'amplificateur sans boucle de contre-réaction est dit en boucle ouverte. Muni de celle-ci, on dit qu'il fonctionne en boucle fermée.

Dans certains montages, on retrouve des sorties asymétriques.

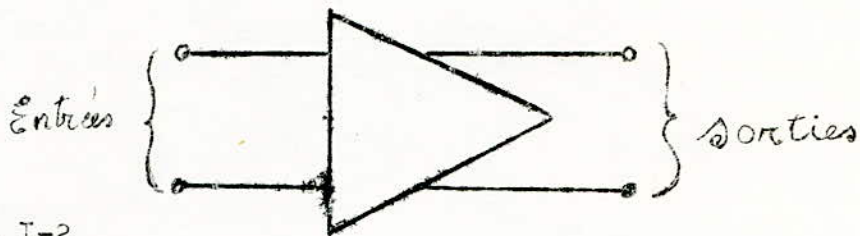


Fig. I-2

Lorsque la tension différentielle d'entrée est nulle, on souhaite que la tension de sortie soit également nulle. Cela veut dire que la tension de sortie au repos, doit être nulle : pour obtenir ce résultat, on est donc amené à prévoir deux tensions d'alimentation, l'une positive et l'autre négative par rapport à la masse.

### 3°) Structure de l'amplificateur opérationnel

Presque tous les amplificateurs opérationnels sont conçus selon le schéma synoptique de la fig. I-3 où se succèdent trois étages :

- Un étage différentiel d'entrée (avec son générateur de courant constant).
- Un étage amplificateur de tension.
- Un étage de sortie, auquel on confie le double rôle d'abaisser l'impédance et de décaler la tension de sortie pour qu'elle s'annule lorsque s'annulent aussi les tensions d'entrée.

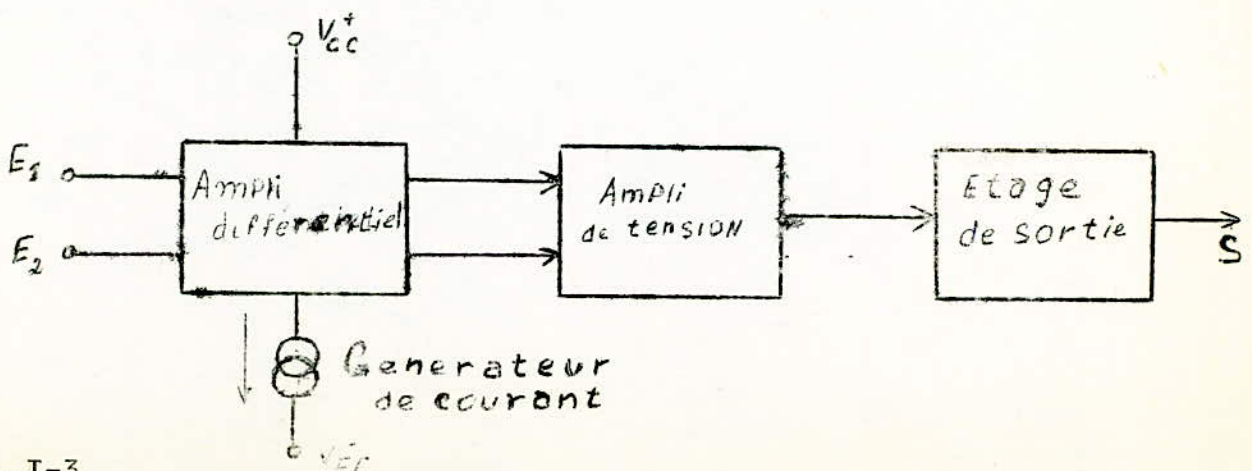


Fig. I-3

4°) Utilisation.

L'amplificateur opérationnel est devenu d'un usage si courant qu'il est actuellement considéré comme un simple composant, tel le transistor, le FET ect...

En dehors de ses applications les plus courantes et bien connues (amplificateurs à gain stabilisé, intégrateurs, dérivateurs, sommateurs, ect...) l'amplificateur opérationnel est utilisé dans les montages beaucoup moins connus : modulateurs, gyrateurs, convertisseurs d'impédance, générateurs de fonctions ect...

B - Les caractéristiques d'un amplificateur opérationnel

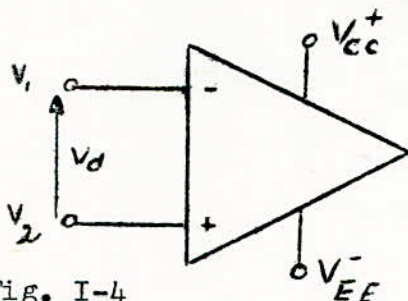
1°) Définitions

a) Tension d'alimentation ( $V_{CC+}$ ,  $V_{EE-}$ )

$V_{CC+}$  est la tension d'alimentation positive par rapport au point de référence de masse.

$V_{EE-}$  est la tension d'alimentation négative par rapport au point de référence de masse.

B) Tension différentielle d'entrée ( $V_d$ ).



$$V_d = V_1 - V_2$$

Fig. I-4

C'est la différence de tension appliquée sur chacune des entrées.

c) Tension d'entrée en mode commun ( $V_{CM}$ )

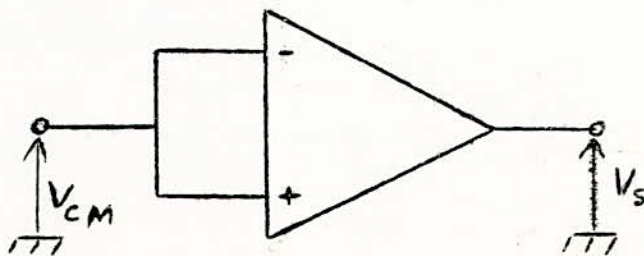


Fig. I-5

C'est la tension appliquée en phase sur l'une des



d) Gain en boucle ouverte ( $G_o$ )

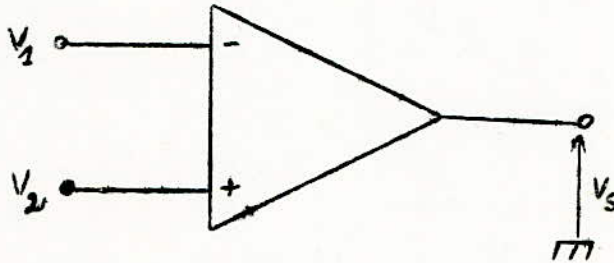


Fig. I-6

C'est le rapport de la tension de sortie sur la différence de tensions d'entrée.

$$G_o = \frac{V_S}{V_1 - V_2} \approx \frac{V_S}{V_d}$$

Ce gain est très élevé, il peut atteindre  $10^8$

e) Rapport de réjection en mode commun (RRMC)

Attaqué en mode commun, l'amplificateur opérationnel fournit une tension de sortie non nulle, appelée tension d'erreur.

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

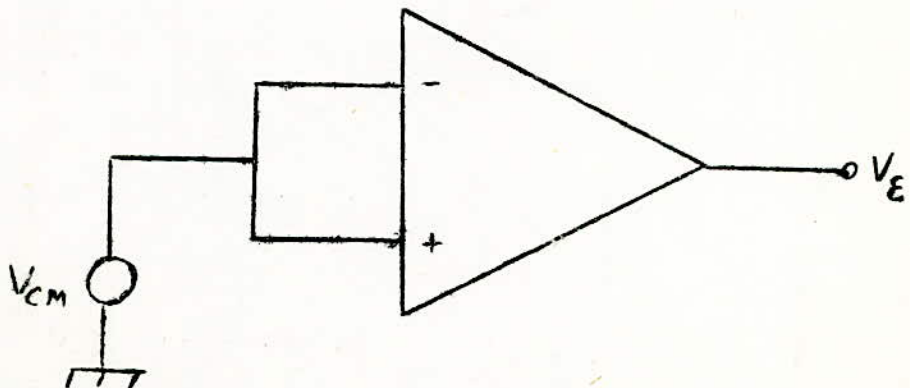


Fig. I-7

On a  $RRMC = \frac{V_{CM}}{V_E/G_0} = \frac{V_{CM} \cdot G_0}{V_E}$ . Soit si on l'exprime en décibel :

$$RRMC \text{ (dB)} = 20 \log_{10} RRMC$$

Une autre façon d'apprécier le RRMC consiste à attaquer les entrées en différentiel avec une tension  $V_d$  telle que la tension de sortie  $V_s$  soit égale à la tension d'erreur  $V_E$  comme l'indique le schéma suivant :

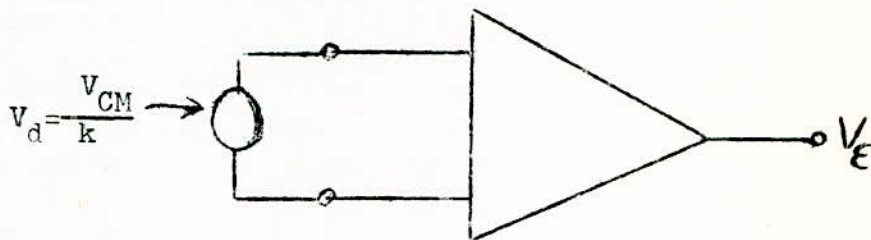


Fig. I-8

Le rapport entre la tension de mode commun  $V_{CM}$  et la tension d'entrée différentielle  $V_d$  qui fournit une même tension de sortie définit alors le rapport de réjection de mode commun.

$$\text{On a : } \frac{V_{CM}}{V_d} = k = RRMC$$

Remarque : On doit avoir le RRMC le plus grand possible pour minimiser la tension d'erreur.

f) Taux de réjection due aux alimentations : S. V. R.

C'est le rapport de la variation de tension intrinsèque de décalage sur la somme des variations des tensions d'alimentation

$$S.V.R. = \frac{V_d}{V_{CC+} + V_{EE-}}$$

La valeur typique du S. V. R. (Supply Voltage Ratio) est de  $10^{-4}$  à  $10^{-5}$ .

g) Tension d'entrée différentielle maximale

C'est la tension maximale qui peut être appliquée entre les entrées sans provoquer de destruction.

h) Tension d'entrée de mode commun maximale

C'est la tension maximale qui, appliquée simultanément sur les entrées, n'amène pas de perturbations dans le fonctionnement et de destruction.

i) Gamme des tensions d'entrée.

C'est la gamme des tensions à l'intérieur de laquelle doit rester la tension d'entrée pour que le fonctionnement du circuit ne soit pas perturbé.

j) Gamme des tensions d'entrée de mode commun

C'est la gamme des tensions à l'intérieur de laquelle doit rester la tension d'entrée de mode commun pour que le fonctionnement du circuit ne soit pas perturbé.

k) Tension de décalage à l'entrée.

C'est la tension différentielle qui doit être appliquée à l'entrée pour annuler la tension de sortie. Cette tension résiduelle dépend principalement des caractéristiques d'entrée du premier étage. On la compense par un circuit intérieur

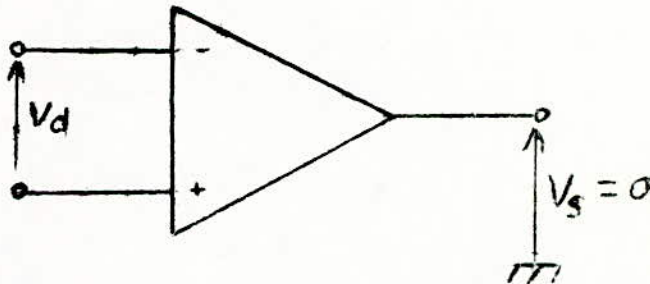


Fig. I-9

l) Coefficient de température de la tension de décalage.

C'est la variation exprimée en  $\mu V/^\circ C$  de la tension de décalage à l'entrée en fonction de la température.

m) Courant de polarisation



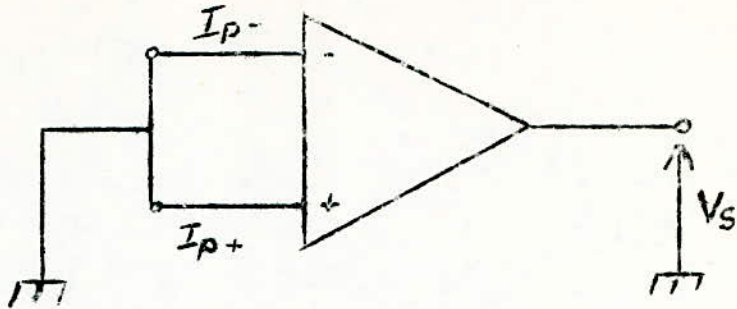


Fig. I-10

C'est le courant nécessaire pour assurer la polarisation des transistors d'entrée.

On le note :

$$I_p = \frac{I_{p-} + I_{p+}}{2}$$

Il varie de quelques nA à 1 mA environ.

n) Courant de décalage à l'entrée.

C'est la différence des courants de polarisation des deux entrées.

$$I_d = I_{p-} - I_{p+}$$

o) Tension de décalage en sortie

C'est la tension continue qui existe entre les sorties ou la sortie et la masse quand les entrées sont à la masse.

p) Impédance d'entrée (Z<sub>e</sub>)

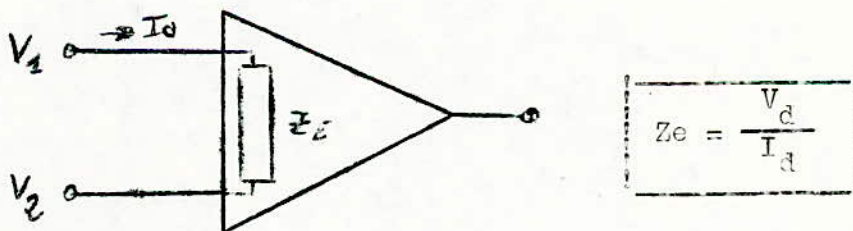


Fig. I-11

C'est le rapport d'une variation de tension de sortie à la variation de courant de sortie qui l'a provoquée.

q) Impédance en mode commun.

C'est l'impédance vue par une source branchée sur l'une des entrées et la masse, l'autre entrée étant raccordée à la sortie.

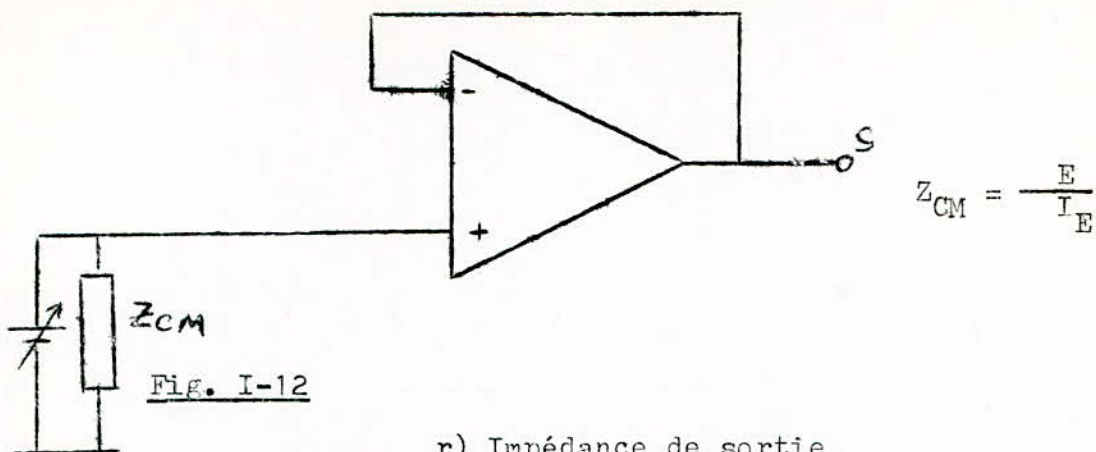


Fig. I-12

r) Impédance de sortie

C'est le rapport d'une variation de tension de sortie à la variation de courant de sortie qui l'a provoquée.

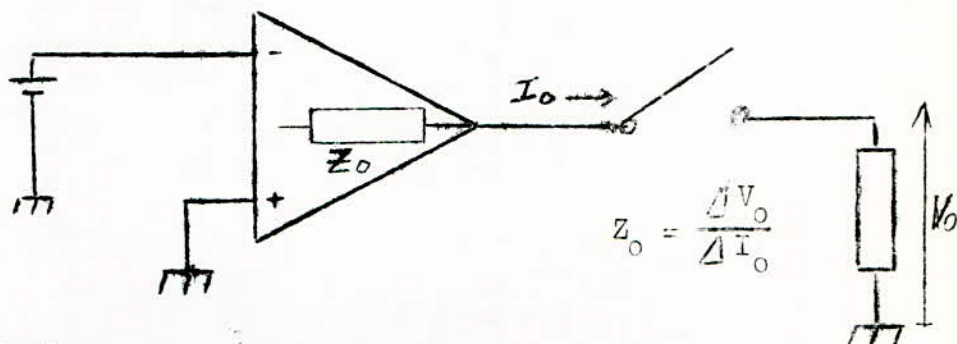
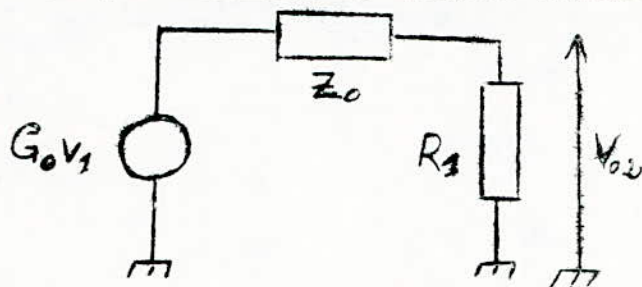


Fig. I-13

On a le diviseur de tension suivant :



d'où  $V_{o2} = V_{o1} \frac{R_1}{R_1 + Z_o}$

avec  $V_{o1}$  : tension à vide

$V_{o2}$  : tension à charge.

s) Bande passante à -3dB

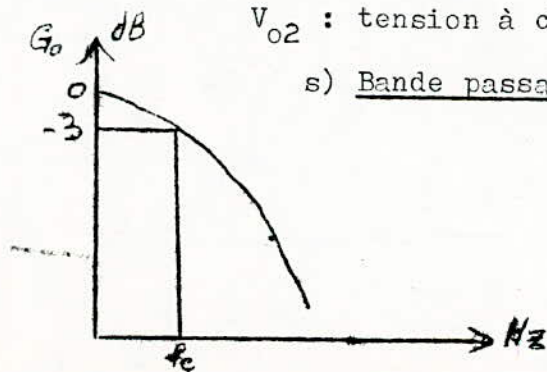


Fig I-14

C'est la fréquence à laquelle le gain de tension différentiel en boucle ouverte est de 3 dB inférieur au gain

de tension différentiel en boucle ouverte à une fréquence nulle (courant continu).

t) Bande passante au gain unité

C'est la fréquence à laquelle le gain de tension différentiel est égal à l'unité.

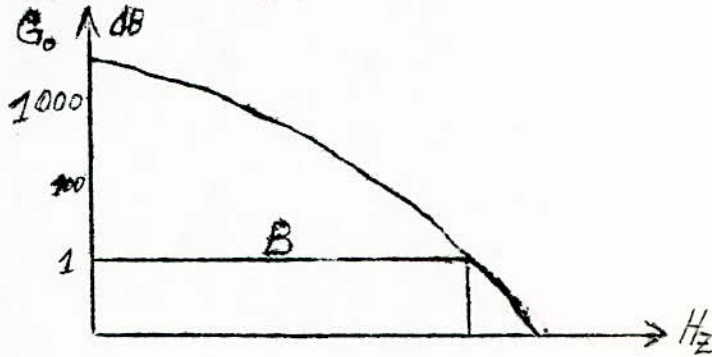


Fig. I-15

u) Vitesse de balayage. Slew-Rate (SR)

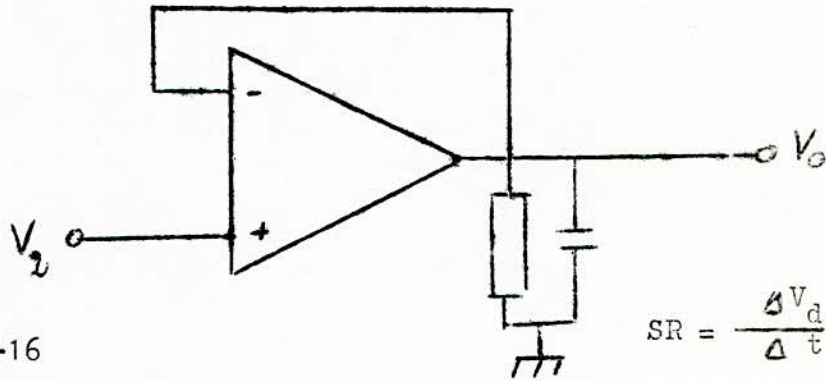


Fig I-16

C'est la pente exprimée en  $V/\mu s$  de la droite suivie par la tension de sortie lorsqu'on applique à l'entrée un échelon de tension différentiel de grande amplitude qui ne provoque pas de saturation.

Généralement, cette mesure est effectuée au gain unité.

v) Comensation de fréquence optimale.

C'est un réseau extérieur de résistances et de capacités assurant en fonctionnement stable avec la plus grande bande passante possible pour un gain en boucle fermée donné.

w) Linéarité

C'est le rapport entre les écarts maximaux de la fonction de transfert réelle et la fonction de transfert idéale.



## 2°) Amplificateur idéal

L'amplificateur idéal est un amplificateur qui fournit une tension de sortie proportionnelle à la différence de tension qui existe entre ses deux entrées, la tension de sortie étant du même signe que la tension de l'entrée non inverseuse par rapport à la tension d'entrée inverseuse.

Il doit posséder les caractéristiques suivantes :

- Un gain en boucle ouverte infini: ce qui entraîne que la tension entre l'entrée plus et l'entrée moins est nulle puisque cette tension est égale à la tension de sortie divisée par le gain en boucle ouverte.

Les courants d'entrée  $I_{p+}$  et  $I_{p-}$  sont considérés comme nuls.

- Un gain de mode commun nul.
- Une impédance d'entrée infinie afin de minimiser les courants  $I_{p+}$  et  $I_{p-}$  et la tension de décalage  $V_d$ .
- Une impédance de sortie nulle afin que la tension de sortie ne soit pas influencée par l'impédance de charge.
- Une bande passante infinie, afin de lui permettre de fonctionner à n'importe quelle fréquence sans apporter d'atténuation ou de déphasage aux fréquences élevées.
- Un courant et une tension de décalage nuls.
- Une tension de sortie parfaitement nulle à l'absence du signal à l'entrée.

## 3°) Amplificateur réel

Dans la pratique, il n'est pas possible d'obtenir les caractéristiques de l'amplificateur idéal. On se contente d'approximations suffisantes pour ne pas apporter de perturbations dans le montage.

A l'amplificateur idéal, on devrait alors ajouter les caractéristiques réelles.

$I_{p+}$  et  $I_{p-}$  : courants d'entrée

$V_d$  : tension de décalage

$Z_e$  : impédance d'entrée.

:L'impédance de sortie  $Z_o$  qui se trouve en série avec un générateur  $G_o V_d$  est donné par :

$$Z_o = \frac{G_o V_d - V_s}{I_s}$$

Le schéma de l'ampli se présente ainsi :

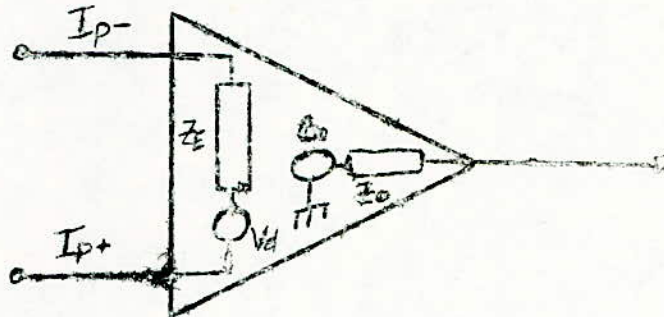


Fig. I-17

4°) Compensation en fréquence

La contre réaction généralement appliquée à l'entrée non inverseuse n'a pas une phase constante : elle varie avec la fréquence.

Le gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence sera alors :

$$G(w) = \frac{G_o(w)}{1 + G_o(w)B(w)}$$

où  $G_o$  et  $B$  sont des grandeurs complexes.

$G_o(w)$  : gain de l'amplificateur en bande ouverte

$B(w)$  : taux de contre réaction

$w$  : pulsation correspondant à une fréquence  $f$ .

$G$  : gain en boucle fermée.

Si à une fréquence  $f$ , le déphasage atteint  $180^\circ$  et si à cette fréquence le gain est encore supérieur à l'unité, la contre réaction se transformera en réaction (positive) et l'amplificateur deviendra instable.

Ceci se produit si  $G_o(w)B(w) = 1$

Aussi il convient d'assurer la stabilité du montage soit par des compensations externes, soit par les compensations internes.

Pour cela on dispose de différents moyens;

- Limiter le taux de contre-réaction en le maintenant dans la gamme permise. Ce qui revient à limiter la bande passante.
- Limiter la bande passante en lui imposant une pente de décroissance de 6 dB/octave. C'est la post-compensation.
- Corriger l'amplificateur par des circuits de compensation en fréquence afin de réduire les déphasages de manière à ne jamais atteindre la pente de 12 dB/octave. C'est la pré-compensation.

Souvent d'ailleurs, ces deux dernières méthodes peuvent être appliquées simultanément.

En général, les constructeurs prévoient les broches de compensation sur certains amplificateurs et fournissent les valeurs optimales des composants (résistances et condensateurs) du réseau extérieur de compensation.



CHAPITRE II. LE TEST DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

A - Mesure des caractéristiques

Les caractéristiques d'un amplificateur opérationnel sont en général fournies par son fabricant. Cependant, il est important pour bien utiliser un amplificateur opérationnel ou pour vérifier son état de pouvoir mesurer avec précision ses caractéristiques, ainsi que l'influence de divers agents extérieurs (température, tensions d'alimentation ...) sur ces dernières.

1°) Mesure du gain en boucle ouverte

a) Méthode générale

Le gain en boucle ouverte  $A_0$  est défini par :  $A_0 = \frac{V_S}{V_d}$

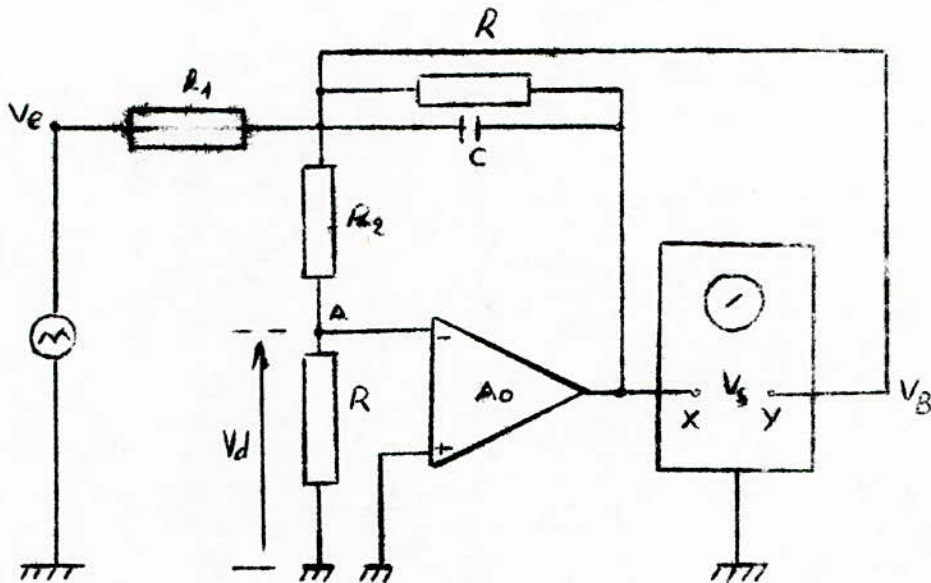


Fig. II-1

$V_d = V_A$  or :  $\frac{V_A}{V_B} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2}$  (diviseur de tension)

on aura alors :

$$A_0 = \frac{V_S}{V_A} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{V_S}{V_B}$$

On choisit généralement  $V_S$  le plus près possible du maximum sans atteindre la non linéarité. La fréquence est de l'ordre de 10 Hz. Ce qui permet d'éliminer le bruit en limitant la bande passante de l'oscilloscope qui sert à effectuer la mesure des tensions  $V_S$  et  $V_B$ .

Si l'on choisit pour  $R_1$  et  $R_2$  :  $1\text{ k}\Omega$  et  $100\text{ k}\Omega$   
 on aura :  $A_0 = 101 \frac{V_S}{V_B}$

On peut également fixer  $V_B$  de telle sorte à lire directement  $A_0 = V_S$ .

B) Mesure d'un gain élevé.

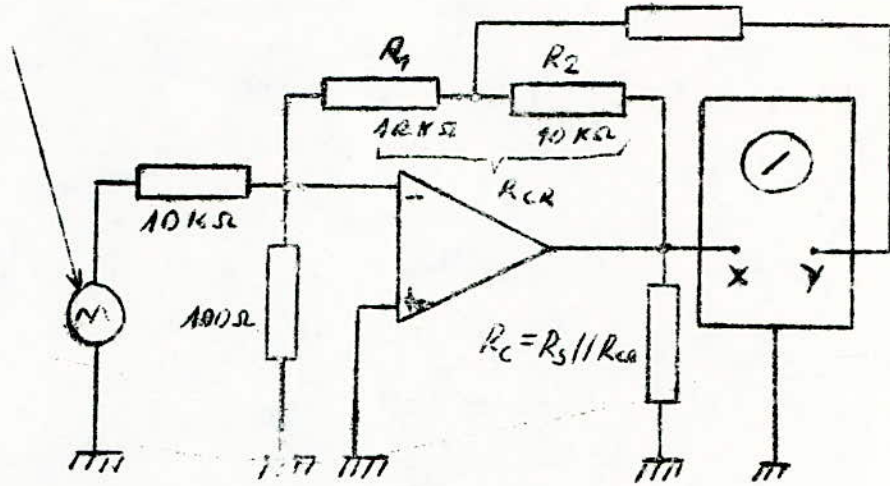


FIG. II-2

Lorsque le gain de l'amplificateur est très élevé la sensibilité  $Y$  de l'oscilloscope peut ne pas être suffisante. On utilisera alors l'amplificateur en essai comme préamplificateur de sa propre tension différentielle à l'entrée.

Il suffira de fractionner la résistance de contre réaction  $R_{CR}$  comme cela est indiqué sur la figure de façon à obtenir une tension égale à 100 fois la tension différentielle d'entrée par exemple:

Dans notre cas, on a  $V_B = 101 V_d$ .

La formule du gain décrite précédemment reste valable.

- La petite résistance de  $100\ \Omega$  introduite en série avec l'oscilloscope est destinée à éviter les instabilités.
- $R_C$  est la résistance nominale de charge

donnée par le constructeur :  $R_C = \frac{V_S \text{ max}}{I_{\text{max}}}$

*générateur sinusoïdal à fréquence variable*

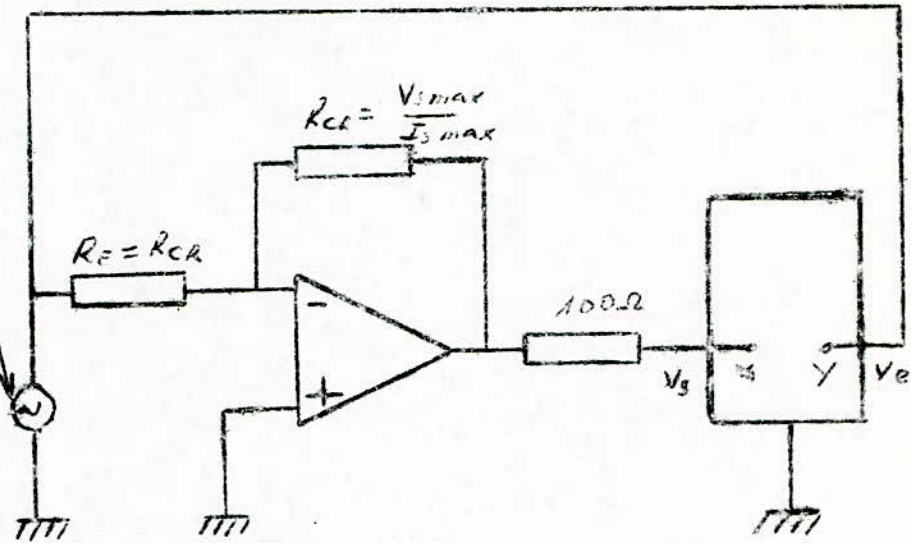


Fig. II-4

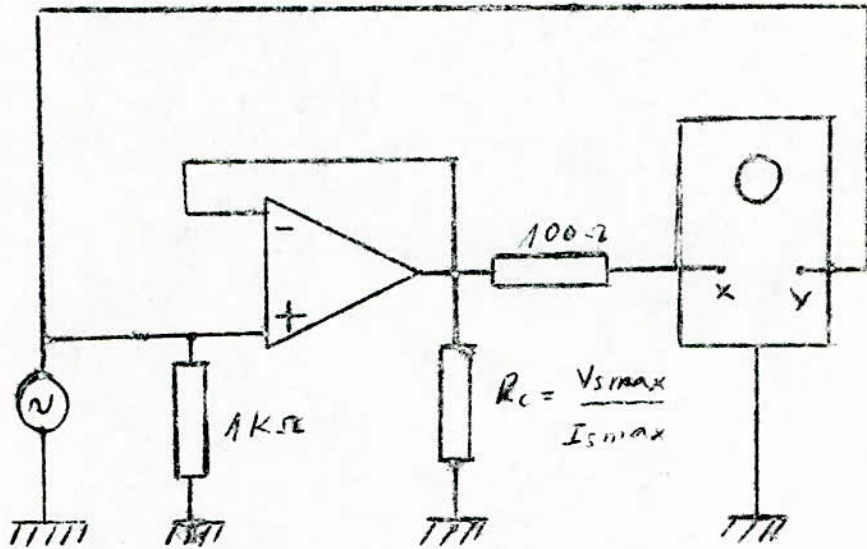


Fig. II-5

Pour la mesure, on applique à l'ensemble considéré un signal de faible amplitude et on modifie la fréquence d'entrée jusqu'à ce que la tension de sortie  $V_s$  commence à décroître. La fréquence  $f$  pour laquelle le gain commence juste à décroître est celle qui correspond au produit gain-bande passante de l'amplificateur.

4°) Mesures du Slew rate et de la fréquence maximale à pleine puissance.

Ces mesures s'effectuent à l'aide des mêmes montages que précédemment.

La tension de sortie du générateur est réglée de telle manière qu'à basse fréquence, la tension mesurée en sortie soit égale,



à la tension maximale spécifiée  $V_{S\max}$ . On fera alors croître la fréquence délivrée par le générateur jusqu'à ce qu'une distorsion, généralement due à la saturation, soit relevée par l'oscilloscope.

On notera la fréquence  $f_p$  correspondante qui est la fréquence maximale pour la pleine puissance de sortie de l'amplificateur.

Le slew rate peut être déduit de cette mesure par la formule :

$$s = \frac{dV_s}{dt} = 2 f_p V_{S\max}$$

Remarques : - On rappelle que la réponse en fréquence d'un amplificateur n'est pas la même pour les petits signaux et les forts signaux, à cause de la vitesse limitée de variation du signal de sortie appelé "Slew-rate".

- Les montages que nous venons de décrire dans les paragraphes 3 et 4 nécessitent un générateur sinusoïdal à fréquence variable que nous n'avons pas prévu dans notre petit appareil.

5°) Mesure de l'impédance d'entrée différentielle

a) Montage non inverseur

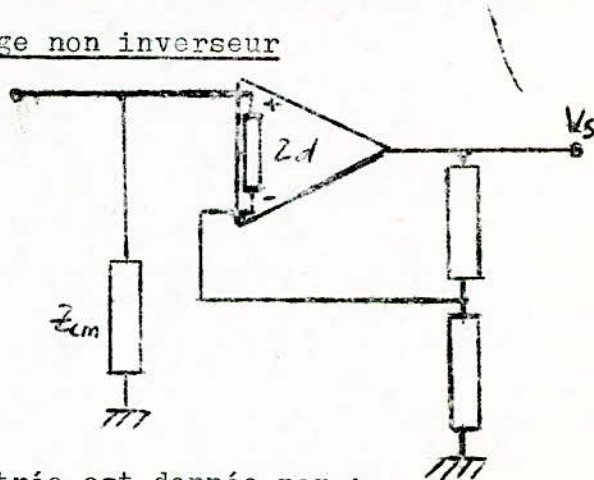


FIG. II-6

L'impédance d'entrée est donnée par :

$$Z_e = Z_{CM} // Z_d(1 + BA)$$

où B : taux de contre réaction

A : gain de l'amplificateur.

Si  $BA > 1$  on a  $Z_e \approx Z_{CM}$

Toutefois pour les fréquences élevées la valeur du gain de boucle diminue considérablement aussi l'influence de  $Z_d$  n'est plus négligeable.

b) Montage pratique pour la mesure de  $Z_d$

La mesure de  $Z_d$  est très délicate à cause des diverses perturbations, bruits en particuliers. Cependant la méthode proposée ci-après permet d'obtenir l'impédance différentielle d'entrée avec une précision suffisante.

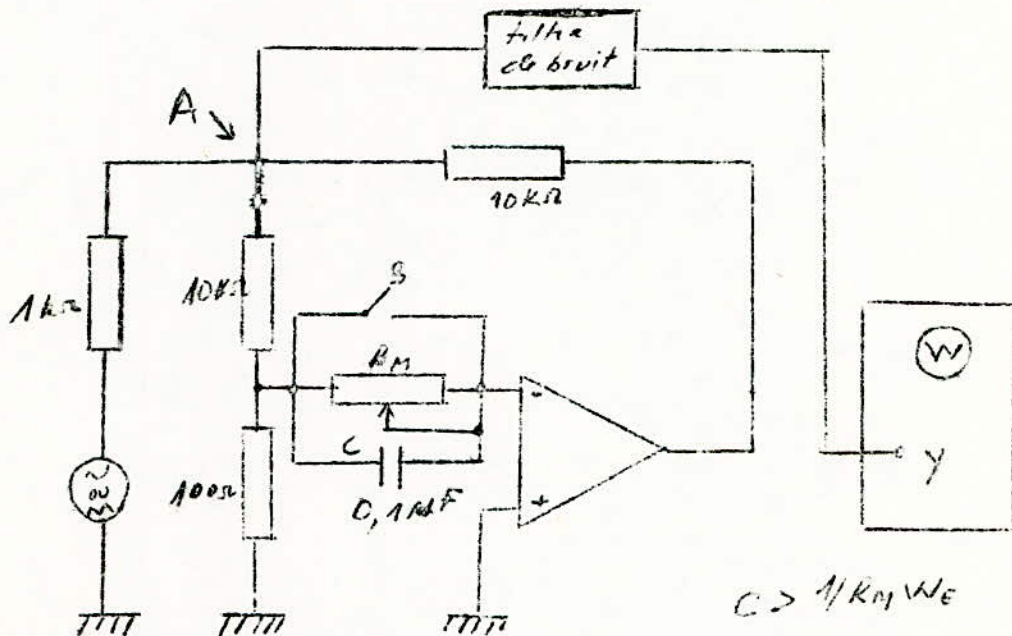


fig. II-7

L'amplificateur en essai est monté en boucle fermée avec un gain de l'ordre de 10.

L'interrupteur étant fermé, on mesure à l'oscilloscope la tension  $E_e$  au point A.

On ouvre ensuite l'interrupteur S et l'on fait varier la résistance  $R_M$  jusqu'à ce que le signal au point A ait une amplitude égale au double de celle mesurée lorsque S était fermé.

On peut écrire alors :  $Z_d = R_M$

Il suffira de mesurer la valeur de  $R_M$  avec un ohmmètre pour obtenir la résistance d'entrée différentielle.

6°) Mesure de l'impédance d'entrée en mode commun

La valeur de l'impédance d'entrée en mode commun  $Z_{CM}$  peut atteindre des milliers de mégohms. Sa mesure est de ce fait aussi délicate que précédemment.

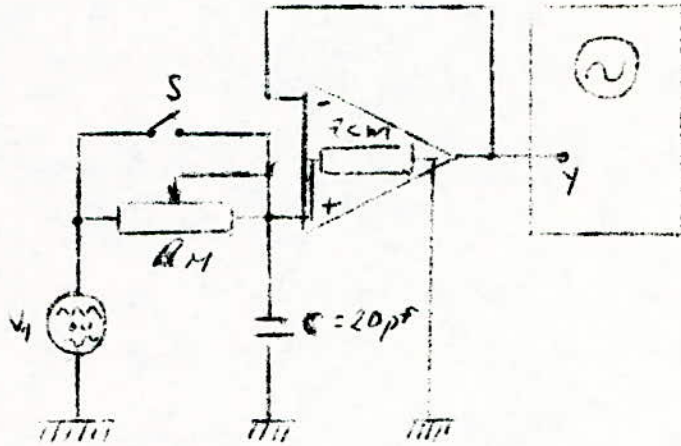


Fig. II-8

Le montage ci-dessus est un amplificateur suiveur de gain égal à l'unité.

La tension d'entrée sera toujours égale à la tension de sortie. Si on ferme l'interrupteur S ( $R_M=0$ ), on mesure  $V_1$  à l'oscilloscope.

La seconde étape consiste à ouvrir S et à régler  $R_M$  de façon à avoir :

$$V_2 = 90\% \text{ de } V_1 \quad \text{soit} \quad V_2 = 0,9V_1$$

la tension réelle appliquée à l'entrée sera :

$$\frac{V_1 \cdot Z_C}{Z_C + R} = 0,9V_1 \quad \text{on y tire} \quad \boxed{Z_{CM} = 9 R_M}$$

7°) Mesure de l'impédance de sortie

a) Mesure à l'aide du gain en tension

Lorsque la charge R (figure 9) n'est pas connectée, on mesure à la sortie la tension  $V_{So}$  le gain s'écrit alors :

$$A_0 = \frac{V_{So}}{V_d}$$

Le courant de sortie sera : 
$$I_S = \frac{V_{So}}{Z_S}$$



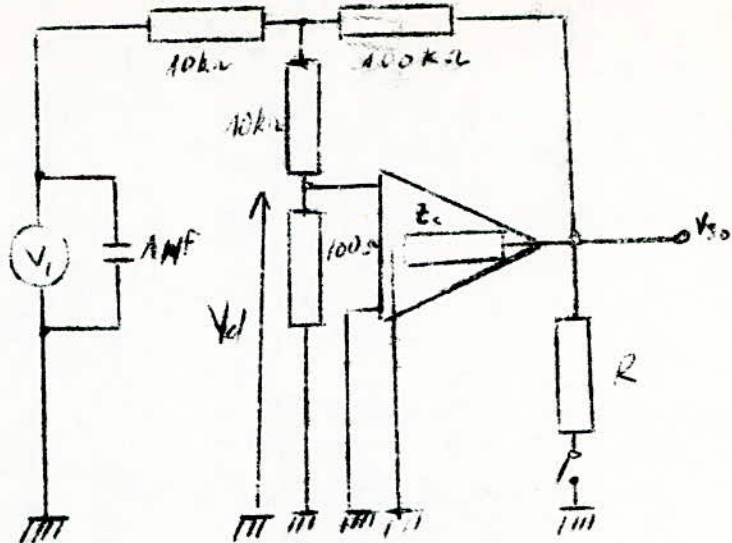


Fig. II-9

Si l'on connecte maintenant la charge R, la tension de sortie devient  $V_{S1}$  et le gain devient :  $A_1 = \frac{V_{S1}}{V_d}$

Par ailleurs la tension  $V_{S1}$  peut s'exprimer

$$V_{S1} = I_S \frac{R \cdot Z_S}{R + Z_S} \quad (\text{diviseur de tension})$$

puisque le courant ne varie pas, on aura :

$$I_S = \frac{V_{S0}}{Z_S} = \frac{V_{S1} (R + Z_S)}{R \cdot Z_S}$$

d'où l'on tire :

$$Z_S = R \left( \frac{V_{S0}}{V_{S1}} - 1 \right)$$

On voit bien que si l'on a une charge variable R et que l'on ajuste R de façon à avoir  $V_{S1} = \frac{V_0}{2}$  on aura :  $Z_S = R$

En remplaçant dans la formule de  $Z_S$  les tensions par les gains on aura :

$$Z_S = R \left( \frac{A_0 V_d}{A_1 V_d} - 1 \right) = R \left( \frac{A_0}{A_1} - 1 \right)$$

La mesure de l'impédance de sortie se ramène donc à deux mesures de gain.

Remarque : il faut une résistance R d'assez faible valeur et donc un signal de sortie également de faible valeur pour que la distorsion n'apparaisse pas par suite d'un

courant de sortie très élevé.

On pourra prendre  $R = 10$  kilo-ohms.

b) Mesure directe par potentiomètre

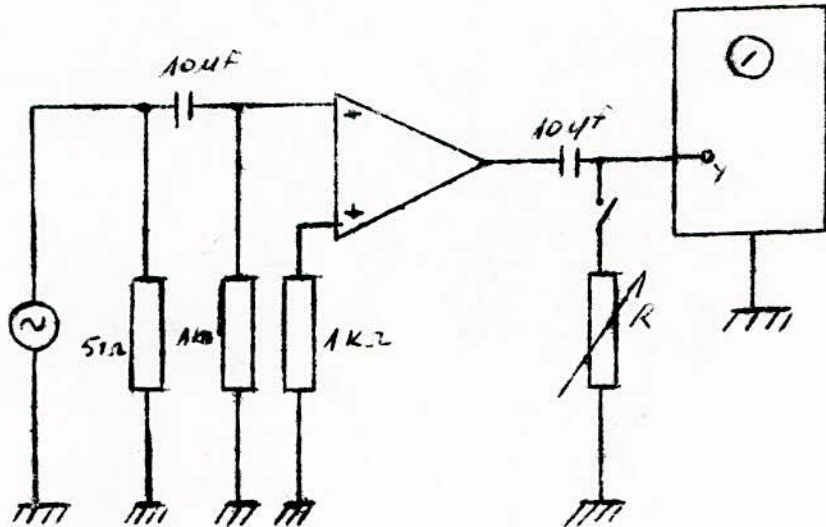


Fig. II 10

Reprenons l'équation précédente :

$$Z_S = R \left( \frac{V_{SO}}{V_{S1}} - 1 \right)$$

On va régler le potentiomètre de façon à avoir

$$V_{SO} = 2 V_{S1}$$

en ce moment là on obtiendra directement

$$\boxed{Z_S = R}$$

Les ~~mesures~~ de la résistance de sortie peut intervenir un appareil supplémentaire pour la mesure des résistances. Il serait difficile pour nous d'insérer cette fonction dans notre appareil.

8°) Tension maximale de mode commun : T M C.

On va observer à l'oscilloscope le signal de sortie délivré par le circuit intégré. (Fig. 11)

La tension de sortie du générateur sera augmentée jusqu'à la limite de la distorsion visible à l'oscilloscope. Du relevé de l'oscilloscope, on déduit aisément la tension maximale d'entrée en mode commun.

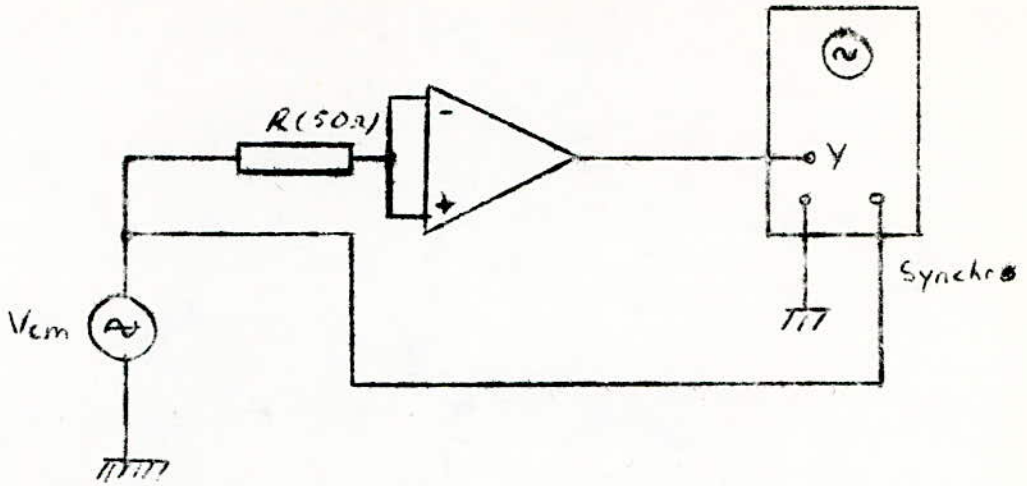


Fig. II-11

Très souvent, on réalise un montage suiveur semblable à celui de la figure II-5. Dans ce cas la tension de sortie du générateur mesurée à l'oscilloscope à la limite de la distorsion sera la tension maximale en mode commun T. M. C. (max) =  $V_{cm}(\max)$ .

Remarque : Les valeurs maximales positive et négative de  $V_{cm}(\max)$  ne sont pas forcément identiques.

Pour l'amplificateur M. C. 1533, on a pu relever les tracés suivant en fonction des tensions d'alimentation.

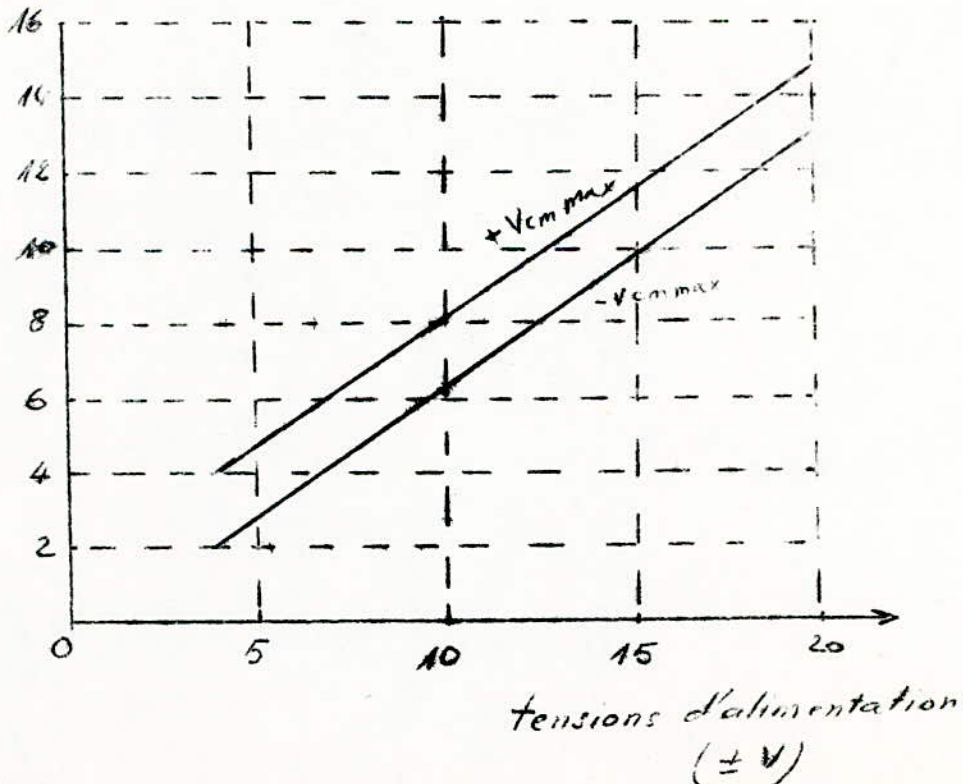


Fig. II-12



9°) Rapport de réjection de mode commun R. R. M. C.  
(ou C. M. R. R.)

Le principe de la mesure du R. R. M. C. découle immédiatement de sa définition.

Si  $V_{cm}$  est la tension d'entrée de mode commun  $V_e$  la tension d'erreur, A le gain en tension en boucle ouverte de l'amplificateur, on peut écrire :

$$R. R. M. C. = \frac{V_{cm}}{V_e/A} = \frac{V_{cm} \cdot A}{V_e}$$

le montage permettant la mesure est le suivant :

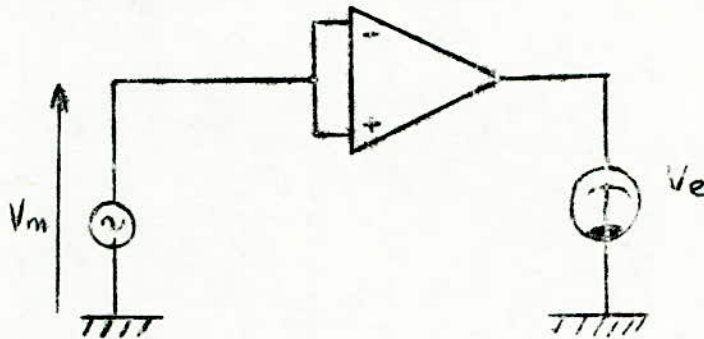


Fig. II-13

la mesure du R. R. M. C. revient alors à la mesure de deux tensions.

On peut également recourir à la seconde définition du R. R. M. C.

$$R. R. M. C. = \frac{\bar{A}_d}{A_{cm}}$$

si on veut exprimer le rapport en décibel, on écrira :

$$R. R. M. C. (dB) = 20 \log_{10} R. R. M. C.$$

Ce rapport n'est pas constant, il évolue en fonction de la fréquence

10°) Mesure des courants de polarisation et de dé-  
lage.

a) Méthode générale

On réglera d'abord le zéro si l'amplificateur pos-

sède des bornes à cet effet.

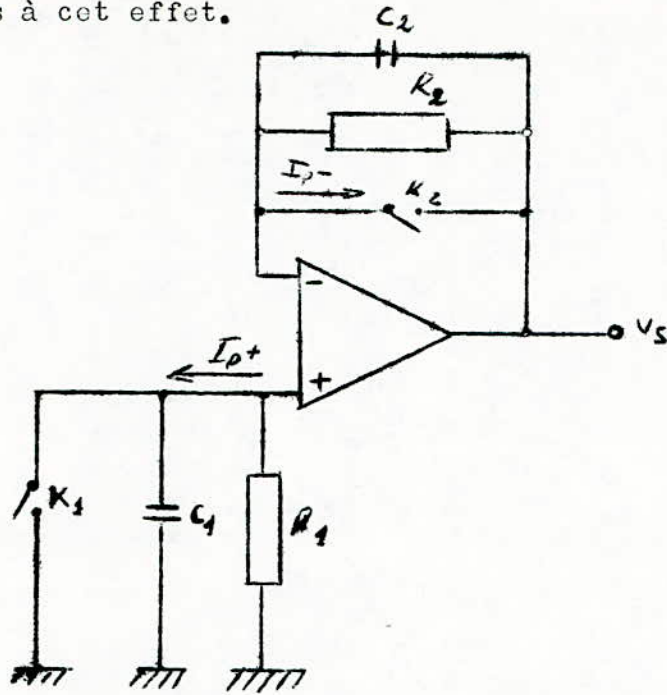


Fig. II-14

$R_1$  et  $R_2$  sont des résistances de valeurs d'autant plus élevées que les courants à mesurer sont faibles. En général,  $R_1 = R_2 = 0,1$  à  $10$  mégohms selon la valeur escomptée des courants.

On procédera alors de cette manière :

- état initial :  $K_1$  et  $K_2$  fermés d'où  $V_S = V_d$   
( $V_d = 0$  si le réglage initial a été effectué)
- Mesure de  $I_{p+}$  :  $K_2$  fermé,  $K_1$  ouvert, le courant  $I_{p+}$  circule dans la résistance  $R_1$ .

$$V_S - V_d = R_1 I_{p+} \quad \text{d'où}$$

$$I_{p+} = \frac{V_S - V_d}{R_1}$$

puisque l'amplificateur est suiveur.

- Mesure de  $I_{p-}$  : De la même façon que précédemment mais avec  $K_2$  ouvert et  $K_1$  fermé.  $I_{p-}$  va circuler dans  $R_2$ .

$$\text{ainsi } V_S - V_d = R_2 I_{p-} \quad \text{d'où}$$

$$I_{p-} = \frac{V_S - V_d}{R_2}$$

- Mesure de  $I_D$  :  $K_1$  et  $K_2$  ouverts :

$$V_S = R_2 I_{p-} - R_1 I_{p+} + V_d \quad \text{or } R_1 = R_2 = R$$

$$\text{d'où } V_S = R \cdot I_D + V_d$$

$$I_D = \frac{V_S - V_d}{R}$$

b) Mesure des courants très faibles

On utilise ici l'intégration des courants au moyen de condensateurs à très faible courant de fuite.

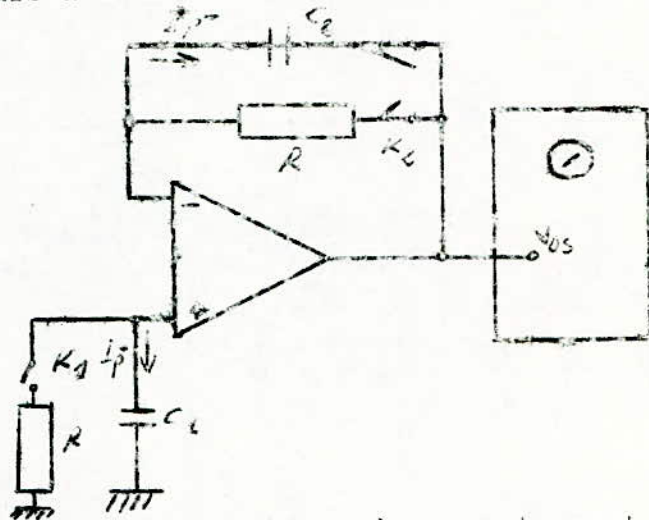


Fig. II-15

Le condensateur se charge à courant constant. On mesure cette charge pendant un temps suffisamment long pour obtenir une tension de sortie importante.

Tableau de mesure

Mesure	Position des interrupteurs		équation de $V_{DS}$
	$K_1$	$K_2$	
$I_{p+}$	ouvert	fermé	$I_{p+} = \frac{V_{DS}}{t} C_1$
$I_{p-}$	fermé	ouvert	$I_{p-} = \frac{V_{DS}}{-t} C_2$

Le courant de décalage serait :

$$I_D = I_{p-} - I_{p+}$$

Il est à noter la résistance R devrait être de faible valeur (100 ohms par exemple); son but est d'éviter un courant de décharge trop important dans  $C_1$  ou  $C_2$ .

11°) Mesure de la tension de décalage  $V_d$  (offset)

Le schéma de principe de mesure se présente ainsi :  
figure II-16.



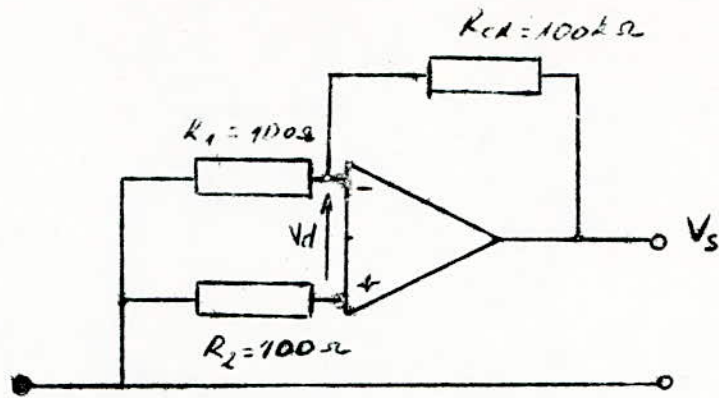


Fig. II-16

$R_1$  et  $R_2$  sont choisies faibles de façon à avoir les tensions d'erreurs  $R_1 I_{p-}$  et  $R_2 I_{p+}$  négligeables devant  $V_d$ . En général on prend des résistances égales et appariées. La tension de sortie  $V_s$  est égale à la tension de décalage à la sortie.

On peut alors tirer aisément la tension de décalage à l'entrée en divisant le résultat obtenu par le gain en boucle fermée  $R_{CR} / R_1$ . Avec nos données, on aura :

$$V_d = \frac{V_s}{1000}$$

On peut également mesurer directement  $V_d$  avec un millivoltmètre approprié.

Remarque : Cette méthode a de nombreuses variantes. Selon le cas on introduira des résistances supplémentaires à  $R_1$  et  $R_{CR}$ .

### 12°) Mesure du bruit

Les courants et tension de décalage n'étant en fait que des formes particulières de bruit, les schémas de mesure des courants et tension de bruit ramené à l'entrée sont très peu différents de ceux décrits précédemment. Seules changent les conditions de mesure. On tiendra compte de la bande de fréquences où s'effectuent les mesures pour choisir les différents condensateurs.

### 13°) Relevé de la fonction caractéristique de transfert.

La courbe donnant la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée, ou courbe de transfert, est relevé très simplement à l'aide d'un oscilloscope. Figure II-17.

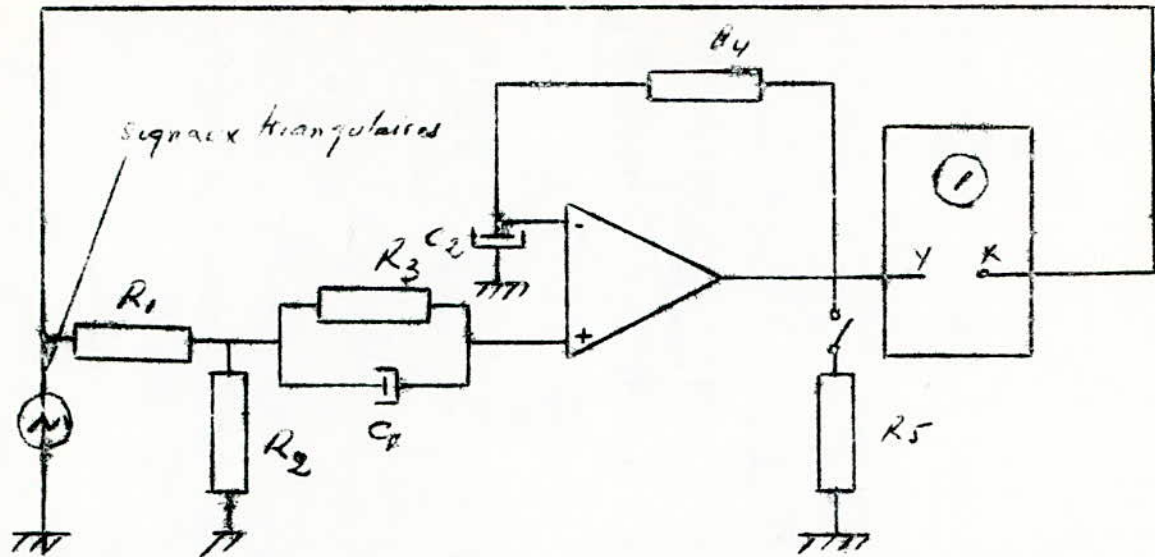


Fig. II-17

La tension d'entrée est appliquée simultanément aux entrées respectives du circuit intégré et de balayage horizontal de l'oscilloscope. La sortie du circuit est connecté à l'entrée du balayage vertical.

La corbe qui apparaît à l'écran de l'oscilloscope à la forme ci-après :

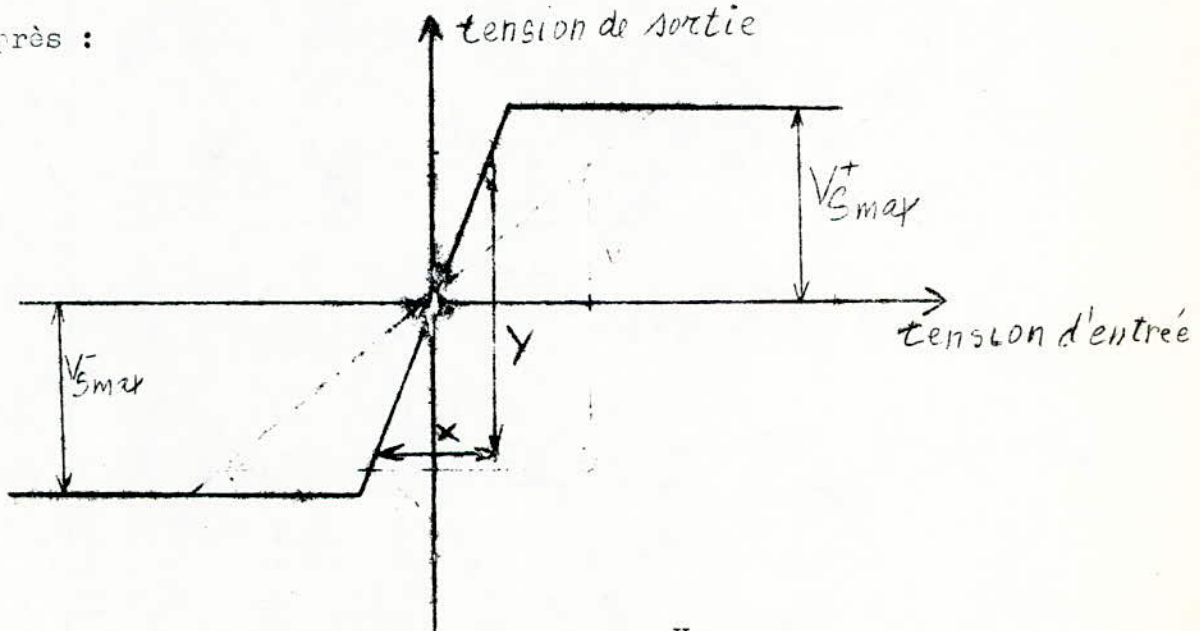


Fig. II-18

Gain en tension :  $A = \frac{Y}{X}$

Grâce à cette courbe, on peut apprécier immédiatement la valeur maximale de la tension différentielle d'entrée, l'excursion maximale de la tension de sortie, la lénéarité et de gain pour des signaux de grande amplitude.

Les possibilités de mesures que nous offre le relevé de la caractéristique de transfert soulève en effet un intérêt particulier.



En effet, il suffirait d'ajouter à ce montage des circuits permettant quelques autres mesures comme les courants et tension de décalage pour obtenir un appareil de mesure susceptible de donner des résultats satisfaisants. Quant au comportement de l'amplificateur en essai.

#### B - Méthode adoptée pour notre testeur

Ce que nous nous proposons de réaliser est un appareil de contrôle et de vérification des A. O. qui permet de constater très rapidement l'état d'un amplificateur opérationnel, et d'apprécier avec un minimum de moyen s'il est apte à rendre le service qu'on s'y attend.

Comme dans le cas d'un lampemètre, d'un transistormètre, il n'est pas question ici de mesurer toutes les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel. Cela nécessiterait un appareil complexe, pour des résultats qui ne présentent pas particulièrement d'intérêt pour les usages courants. Il conviendrait alors de retenir les paramètres essentiels.

#### 1°) Paramètres retenus

##### a) Les courants et tension de décalage

Lorsqu'aucun signal n'est appliqué à l'entrée d'un amplificateur opérationnel, la sortie doit normalement être nulle. Pratiquement il n'en est rien. On observe une tension d'erreur  $V_E$ . Des courants  $I_{p+}$  et  $I_{p-}$  circulent dans les deux entrées de l'amplificateur opérationnel.

Les valeurs de ces courants et tensions telles celles des courants de fuite du transistor doivent être très faibles. Leur importance varie selon le type d'amplificateur ou pour un ampli donné, selon les conditions extérieures.

##### b) Le gain de l'amplificateur opérationnel

Pour une faible tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur opérationnel, on observe à la sortie une tension bien plus élevée.



On a là une notion essentielle du fonctionnement de l'amplificateur.

Le gain est le rapport qui existe entre la tension de sortie et la tension d'entrée différentielle qui l'a provoquée. Il caractérise l'amplification que l'on peut atteindre d'un amplificateur opérationnel donné.

c) La courbe de transfert

Outre l'évaluation du gain dont nous venons de démontrer l'importance, la caractéristique de transfert permet d'apprécier :

- La linéarité c'est-à dire l'attitude de l'amplificateur à travailler sans distorsions.
- L'excursion maximale de la tension de sortie.

La valeur maximale de la tension différentielle d'entrée.

Il nous importe donc absolument de pouvoir mesurer en plus des courants et tension de décalage, la caractéristique de transfert pour pouvoir juger valablement de l'utilisation d'un amplificateur opérationnel.

2°) Méthode adoptée pour la mesure de ces caractéristiques.

a) Mesure de la tension de décalage et du courant de polarisation d'entrée.

a1. Montage théorique

La tension de décalage d'entrée  $V_D$ , le courant de polarisation ainsi que le courant différentiel d'entrée peuvent être mesurés à l'aide d'un même montage. (Fig. II-19). L'amplificateur est monté en boucle fermée avec une résistance d'entrée  $R_E$  de faible valeur (100 ohms) négligeable devant la résistance différen-

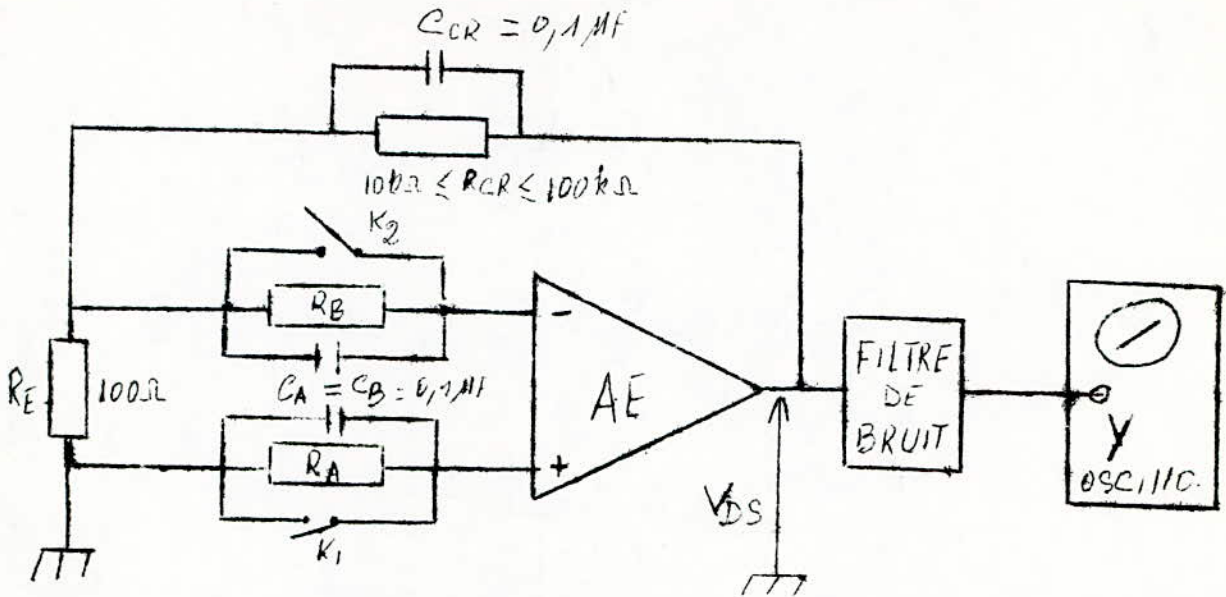


Fig. II-19

tielle d'entrée, de manière à ne pas introduire d'erreur due à la chute de tension provoquée à ses bornes par le courant de décalage d'entrée.

Il convient d'avoir un gain  $R_{CR}/R_E$  assez élevé. Des capacités de 0,1 micro Farad vont shunter les résistances  $R_{CR}$ ,  $R_A$  et  $R_B$ . De cette façon on limite la bande passante aux très basses fréquences.

Des interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  peuvent court-circuiter les résistances  $R_A$  et  $R_B$ . La tension de sortie est mesurée au moyen d'un oscilloscope parfaitement calibré. On pourra précéder l'oscilloscope d'un filtre basse fréquence pour éliminer le bruit. Les mesures s'effectuent de la manière suivante :

- on ferme  $K_1$  et  $K_2$ . La tension  $V_{DS}$  mesurée en sortie est due uniquement à la tension de décalage; on peut écrire :

$$V_D = \frac{V_{DS}}{A} = V_{DS} \frac{R_E}{R_{CR}}$$

- Si l'on ouvre  $K_1$  &  $K_2$  restant toujours fermé : la tension d'erreur mesurée en sortie sera due à la chute de tension pro-

voquée aux bornes de  $R_A$  par le courant de polarisation  $I_{p+}$  de l'entrée non inverseuse multipliée par le gain en boucle de l'amplificateur, d'où :

$$I_{p+} = \frac{V_{DS}}{A} \cdot \frac{1}{R_A} = \frac{V_{DS}}{R_A} \cdot \frac{R_E}{R_{CR}}$$

- fermons  $K_1$  et ouvrons  $K_2$ ; d'après le même processus que précédemment, on obtient :

$$I_{p-} = \frac{V_{DS}}{A} \cdot \frac{1}{R_B} = \frac{V_{DS}}{R_B} \cdot \frac{R_E}{R_{CR}}$$

- ouvrons maintenant les deux interrupteurs : les chutes de tensions créées aux bornes de  $R_A$  et  $R_B$  par les courants  $I_{p+}$  et  $I_{p-}$  sont appliquées aux entrées différentielles de l'amplificateur. La tension de sortie est due au courant différentiel d'entrée.

d'où :

$$I_D = \frac{V_{DS} / A}{R_A} = \frac{V_{DS}}{R_A} \cdot \frac{R_E}{R_{CR}}$$

Toutes ces mesures peuvent se résumer dans le tableau ci après.

avec  $R_{CR} \quad R_E \cdot$

$$R_A = R_B \quad R_E$$



Paramètre mesuré	état des interrupteurs		équation de la tension de sortie
	K <sub>1</sub>	K <sub>2</sub>	
V <sub>D</sub>	fermé	fermé	$V_{DS} = - \frac{R_{CR}}{R_E} \cdot V_D$
I <sub>p+</sub>	ouvert	fermé	$V_{DS} = - \frac{R_{CR}}{R_E} \cdot R_A \cdot I_{p+}$
I <sub>p-</sub>	fermé	ouvert	$V_{DS} = - \frac{R_{CR}}{R_E} \cdot R_B \cdot I_{p-}$
I <sub>D</sub>	ouvert	ouvert	$V_{DS} = - \frac{R_{CR}}{R_E} \cdot R_A \cdot I_D$

a2. Schéma de principe adopté pour la mesure de I<sub>D</sub>, I<sub>P</sub> et V<sub>D</sub>.

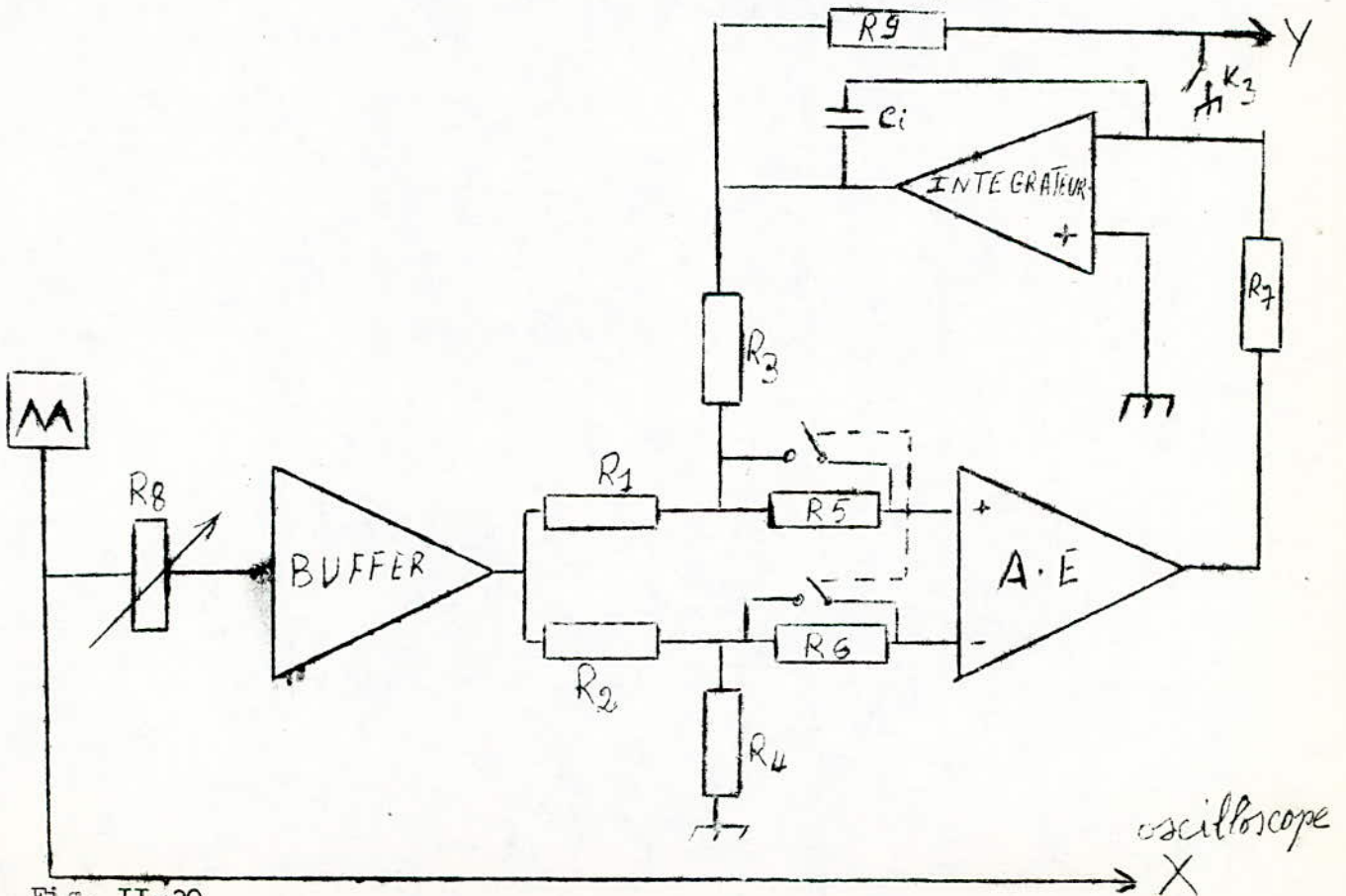


Fig. II-20

Dans notre testeur, pour faire les trois mesures, seules, seule varie la séquence de fonctionnement des interrupteurs  $K_1$ ,  $K_2$  (qui seront en fait constitués par des transistors à effet de champ).

L'amplificateur en essai est monté en différentiel et est commandé simultanément sur ses deux entrées par le signal triangulaire ramené à l'amplitude souhaitée par l'atténuateur  $R_8$ , il sera ensuite amplifié en puissance par le buffer.

On introduit ici un intégrateur dans la boucle de contre réaction. Ce dernier aura pour double but, par sa constante de temps de filtrer le bruit engendré par l'amplificateur en essai et ses circuits annexes et de maintenir la tension de sortie de l'ensemble au voisinage de zéro.

Les valeurs de  $I_p$ ,  $I_D$  et  $V_D$  seront déduites de la tension aux bornes des résistances  $R_5$  et  $R_6$  selon l'état des interrupteurs comme décrit dans le tableau donné plus haut.

b) Relevé de la caractéristique de transfert

Le schéma proposé est le même que celui qui a été proposé au paragraphe II<sub>A</sub>-1-b pour la mesure du gain élevé et de la caractéristique de transfert.

Toutefois comme dans le cas précédent, on introduira un intégrateur dans la boucle de contre réaction et un système adéquat assurera automatiquement la compensation de la tension de décalage. Ainsi notre courbe sera toujours centrée sur l'oscilloscope.

Le montage se présente alors ainsi : (figure II-21).

En comparant ce schéma avec le précédent, on remarque leur similitude : on pourra passer d'une mesure à une autre par une simple commutation étudiée à cet effet comme on le verra plus loin au chapitre IV.

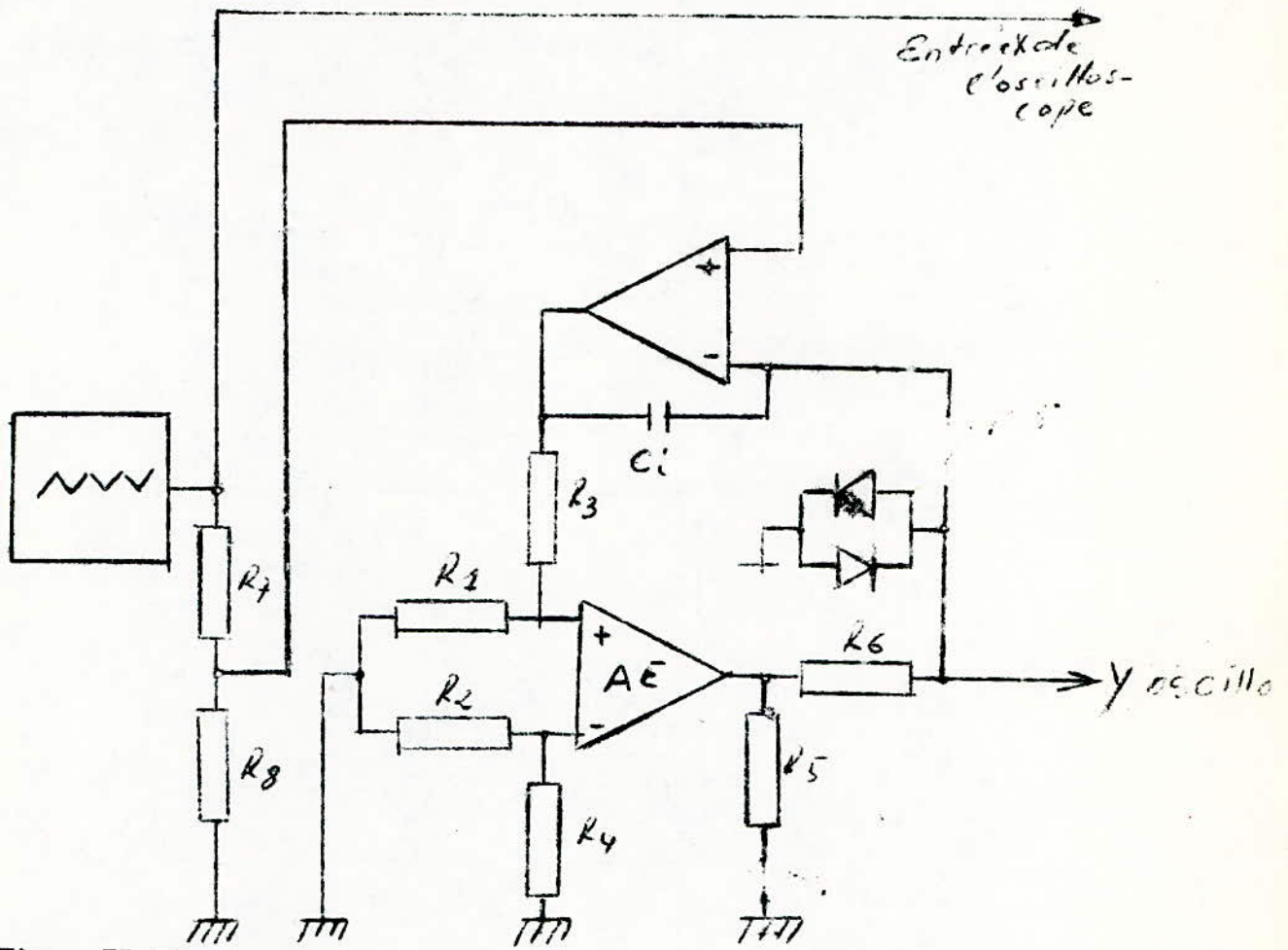


Fig. II-21



### CHAPITRE III. PANORAMA DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

#### A - Répertoire des amplificateurs opérationnels sur le marché

L'amplificateur opérationnel, comme nous l'avons déjà dit, est devenu d'un usage aussi courant que le transistor. C'est ce qui explique la tendance des constructeurs à fabriquer de plus en plus d'amplificateurs opérationnels pour répondre aux besoins les plus diversifiés. Le DATA BOOK de la revue Electronics information series présente environ 4 324 amplificateurs opérationnels différents, recensés au mois de Juillet 1979. Ces amplificateurs opérationnels se différencient par les tensions de leur alimentation et la constitution de leurs étages d'entrée et de sortie qui leur permet la classification suivante :

- Les modèles pour usages généraux de caractéristiques moyennes (gain, impédance d'entrée, produit gain, bande ect...) Leurs prototypes sont le  $\mu$ A741, le  $\mu$ A709, le LM 101 ect...
- Les modèles à faible courant de décalage et à grande impédance d'entrée. Ces modèles font le plus souvent appel à des étages d'entrée à transistors à effet de champs (prototype  $\mu$ A740) et des transistors à effet de champ (prototype  $\mu$ A740), et des transistors à super gain (Prototype LM108 et MC 1556 Motorola).
- Les modèles à large bande. Le produit large bande atteint et dépasse même parfois 30 MHz. Le  $\mu$ A702 et le  $\mu$ A715 sont les prototypes.
- Les modèles à fort courant à forte tension de sortie.

Ces amplificateurs sont en général livrés dans des boîtiers ronds ou plats. La disposition des broches est des plus variées.

Les différents boîtiers comportent souvent huit, dix, quatorze ou seize broches. La nomenclature utilisée par Electronic information Series classe les boîtiers en type divers répertoriés par

des lettres.

On trouve ainsi les Types CH, CN, FP, 1002, MP et TO. Nous donnons ici quelques représentations de ces boîtiers.

1°) Boîtier CH

C'est un boîtier plat. Il est représenté avec 8, 10 et 14 broches.

La disposition des broches nous amène à considérer au moins 46 types différents numérotés de CH<sub>3</sub> à CH<sub>49</sub>, dont voici quelques exemples .

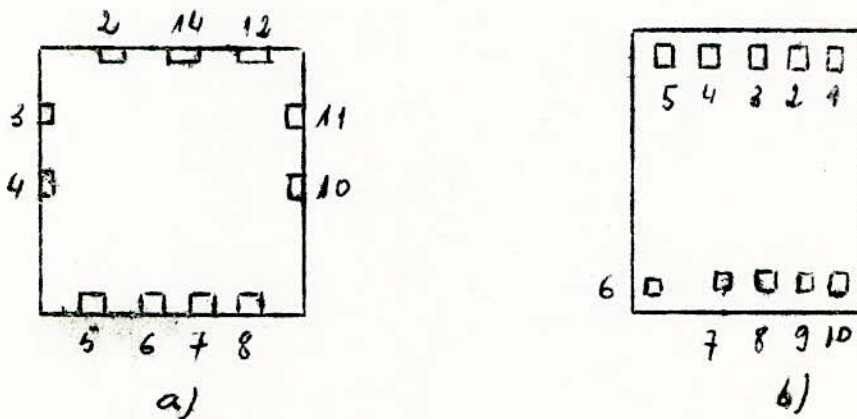


Fig. III-1

2°) Boîtier CN

C'est un boîtier rond qui est présenté sous 80 formes différentes suivant le brochage adopté. On les numérote de CN<sub>1</sub> à CN<sub>80</sub>

Ce type a pour particularité de présenter les éléments à 2, 4, 8, 10, 14, 16 et 24 broches.

Exemples

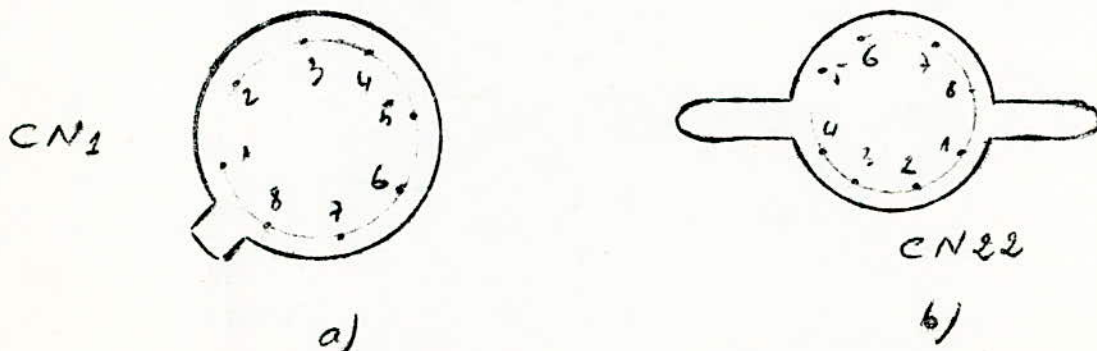


Fig. III-2

3°) Boitier FP

Il est de type plat et se présente sous 58 formes numérotées de FP<sub>2</sub> à FP<sub>60</sub>.

On y trouve des Éléments à 24 broches tel que le FP<sub>56</sub>.

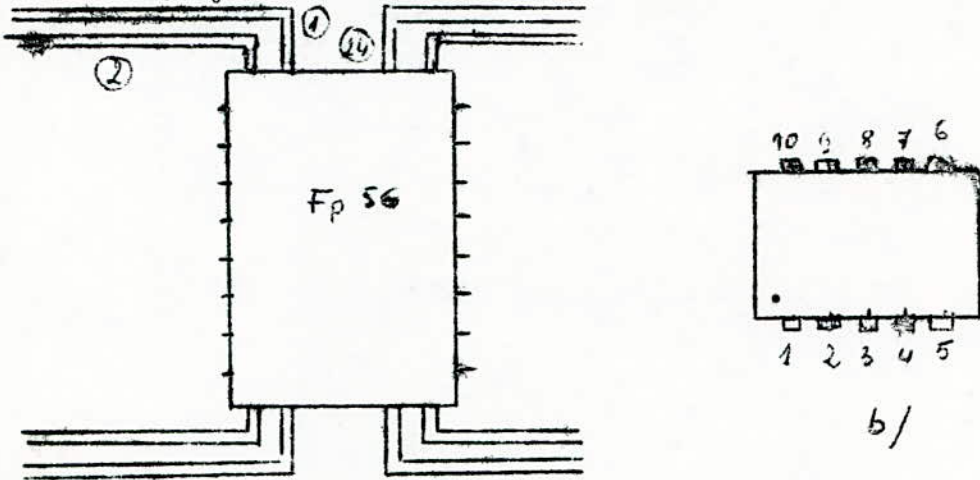


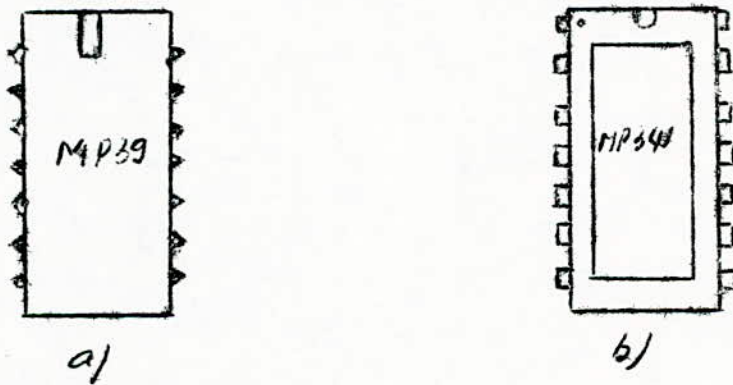
Fig. III-3

a)

b/

4°) Boitier MP

Comme les boitiers FP et CH, le boitier MP est plat. La différence existe unique sur la présentation extérieure.



a/

b/

Fig. III-4

On trouve près de 800 formes différentes notées de MP<sub>2</sub> à MP 851.

5°) Boitier TO

C'est un boitier rond. Ce type de boitier est très utilisé dans la présentation des amplificateurs opérationnels les plus courants.

L. TO99

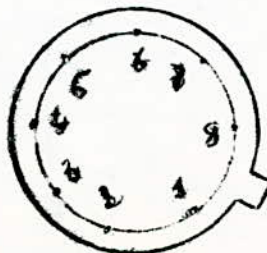


Fig. III-5



B - Tableau des amplificateurs opérationnels les plus courants.

L'aperçu sommaire que nous venons de présenter sur les amplificateurs opérationnels existant sur le marché démontre s'il en était besoin, combien il serait difficile de concevoir un testeur universel simple <sup>de</sup> par ces éléments, car en plus des différences de boîtiers et des connexions internes, le fonctionnement de certains d'entre eux nécessite des compensations externes.

Nous nous sommes alors limités aux amplificateurs les plus courants : Le  $\mu$ A709, le  $\mu$ A741. Il faut noter que notre montage de test est adaptable à d'autres amplificateurs opérationnels moyennant quelques corrections mineures.

Le tableau que nous présentons ci-après n'est pas exhaustif. Toutefois le lecteur désireux de connaître toutes les caractéristiques des amplificateurs s'y trouvant devrait se reporter aux notices détaillées fournies par les constructeurs.

C - Support de test pour les types étudiés

Les boîtiers ronds présentent souvent leurs broches suivant deux rangées de quatre broches de part et d'autre de l'ergot de repérage.

Il nous a été loisible de constater que pour les types choisis à savoir le 709, 741 moyennant certains décalages, on pouvait bien placer uniquement dans un support DIL 14, tous les autres types ; rond, DIL 8 et DIL 10. En effet le brochage se présente toujours de la même façon.

Ceci nous amène à ne prévoir pour chaque type d'amplificateur étudié qu'un seul support soit le DIL 14. Les trois supports ainsi obtenus seront reliés ensemble pour présenter les mêmes bornes d'accès qui seront en contact avec le circuit de mesure. Le schéma adopté sera présenté au chapitre relatif à la réalisation du testeur.

## CHAPITRE IV. REALISATION DU TEXTEUR

### A - Constitution

Si nous analysons les deux schémas de principe au chapitre II<sub>B</sub>, on peut déjà prévoir un schéma synoptique pour notre testeur de la manière suivante.

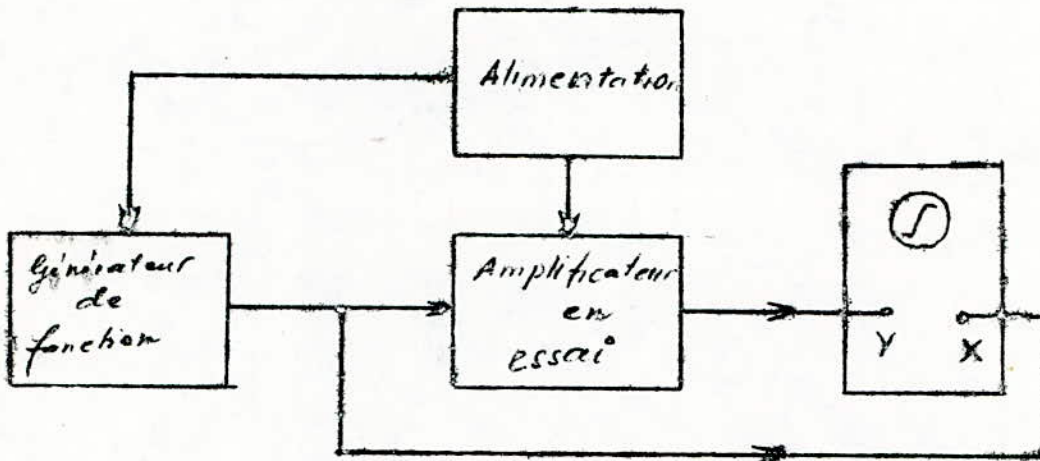


Fig. IV-I

On a donc un générateur de fonctions qui attaque l'amplificateur en essai ce qui permet la commande de ce dernier.

Les dents de scie provenant du générateur vont vers la sortie horizontale de l'oscilloscope qui constitue ici l'appareil de visualisation de la mesure.

Le balayage horizontal de l'oscilloscope est ainsi assuré. Une alimentation stabilisée fournit les tensions nécessaires à l'amplificateur en essai et ses circuits annexes. Elle assure également l'alimentation des générateurs

### B - Alimentation stabilisée.

Elle a été conçue pour délivrer les tensions  $\pm 15$  volts nécessaires aux circuits de mesure et celles variables de  $\pm 15$  v,  $\pm 12$  v,  $\pm 6$  volts suivant le type d'amplificateur à tester.

Ce dispositif est réalisé uniquement au moyen de circuits intégrés.

Il comprend un transformateur pourvu d'une prise médiane qui délivre à partir du secteur 220 volt des tensions alternatives de  $\pm 15$  volts.



Le redressement s'effectue au moyen d'un pont de diodes du type MDA 200. Les tensions redressées obtenues à la sortie du pont sont de l'ordre :

$$V = \frac{v\sqrt{2}}{2} = \frac{16\sqrt{2}}{2} = 22,3 \text{ volts.}$$

Remarque : Des capacités de  $470 \mu\text{F}$  sont utilisées pour le filtrage. C'est uniquement à partir de la tension positive +22 volts que seront reproduites toutes les tensions nécessaires à l'alimentation du dispositif de mesure et de l'amplificateur en essai. La tension négative -22 volts ne sera utilisé que pour polariser des transistors du dispositif de commande des <sup>transistors</sup> interrupteurs et alimenter les amplificateurs constituant l'alimentation stabilisée même, notamment les amplificateurs inverseurs comme nous le verrons plus loin.

19) Production des tensions par le dispositif de mesure.

La tension +22 volts obtenue précédemment après filtrage est ramenée à +15 volts au moyen d'un régulateur série de type LM 300.

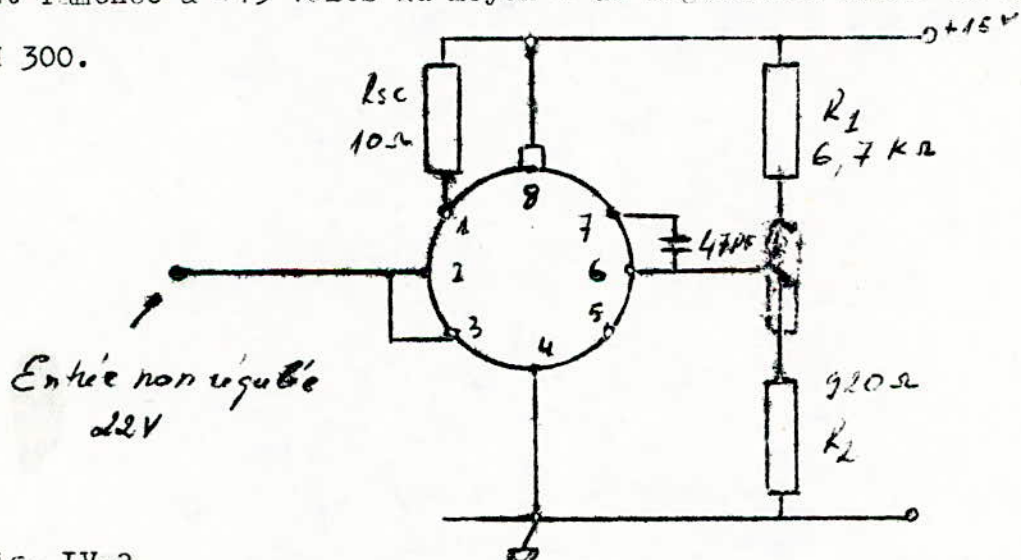


FIG. IV-2

Pour obtenir la tension négative -15 volts, il suffira d'appliquer les +15 volts à un amplificateur inverseur de gain unité alimenté entre masse et -22volts. On aura à la sortie de l'amplificateur les -15 volts régulés.



Ampli inverseur

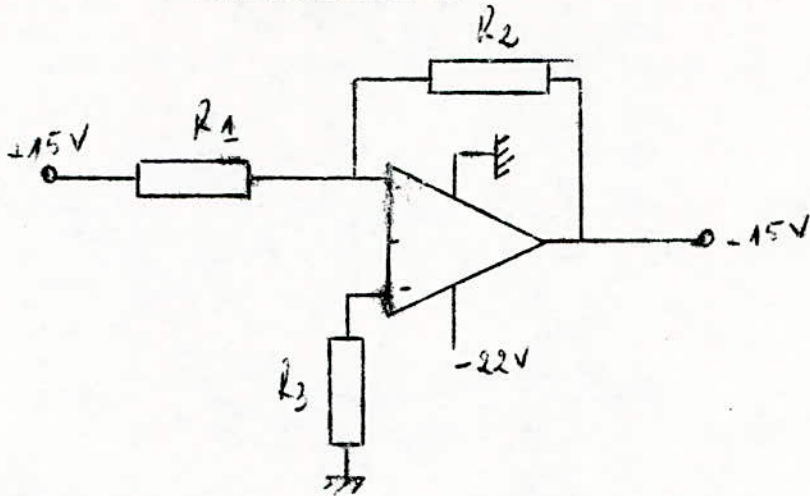


Fig. IV-3

$$G = - \frac{R_2}{R_1} = 1 \quad \boxed{R_1 = R_2}$$

Valeurs numériques : les résistances  $R_1 = R_2 = 22$  kilo-ohms assurent une bonne contre réaction et une stabilité à l'amplificateur.

En général  $R_3 \triangleq R_1 // R_2$  on a alors :  $\boxed{R_3 \triangleq 10 \text{ kilo-ohms}}$

29) Production de tensions pour l'amplificateur en essais

A partir du +15 volts du régulateur LM 300, on obtient au moyen d'un diviseur de précision les tensions +5v, +4v et +2v.

Ces tensions seront portées à +15v, +12v et +6v à l'aide d'un  $\mu A$  741 monté en inverseur de gain trois comme ci-après.

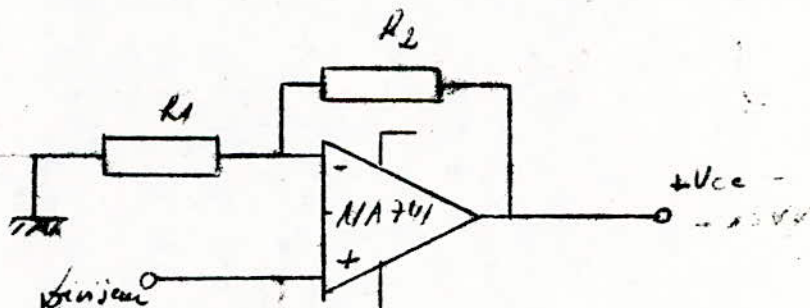


Fig. IV-4

Le gain d'un tel amplificateur est le suivant :

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$G = 3 \quad \frac{2}{1} = 3 \quad \boxed{R_2 = 2R_1}$

... pratique on ...

si  $G = 3 \quad \frac{R_2}{R_1} = 2$

$R_2 = 2R_1$

En pratique on a pris;  $R_1 = 15 \text{ Kilo-ohms}$  et  $R_2 = 33 \text{ kilo-ohms}$

Cette disposition, si elle peut apparaître au départ complexe et inutile, constitue en fait une protection de l'amplificateur en essai contre les surcharges. En effet, son courant de sortie de l'amplificateur  $\mu A$  741.

Cette disposition s'avère par ailleurs nécessaire car la consommation des amplificateurs en essai variant d'un amplificateur à l'autre, les tensions à la sortie du pont à diodes seront faussées.

Comme précédemment pour obtenir les tensions négatives symétriques, il suffit d'inverser la sortie de l'amplificateur non inverseur à l'aide d'un amplificateur inverseur de gain unité alimenté entre la masse et -22 volts.

Calcul du pont diviseur de tension

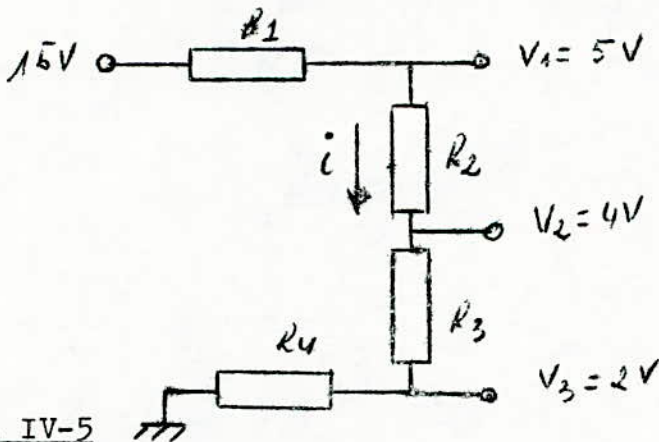


Fig. IV-5

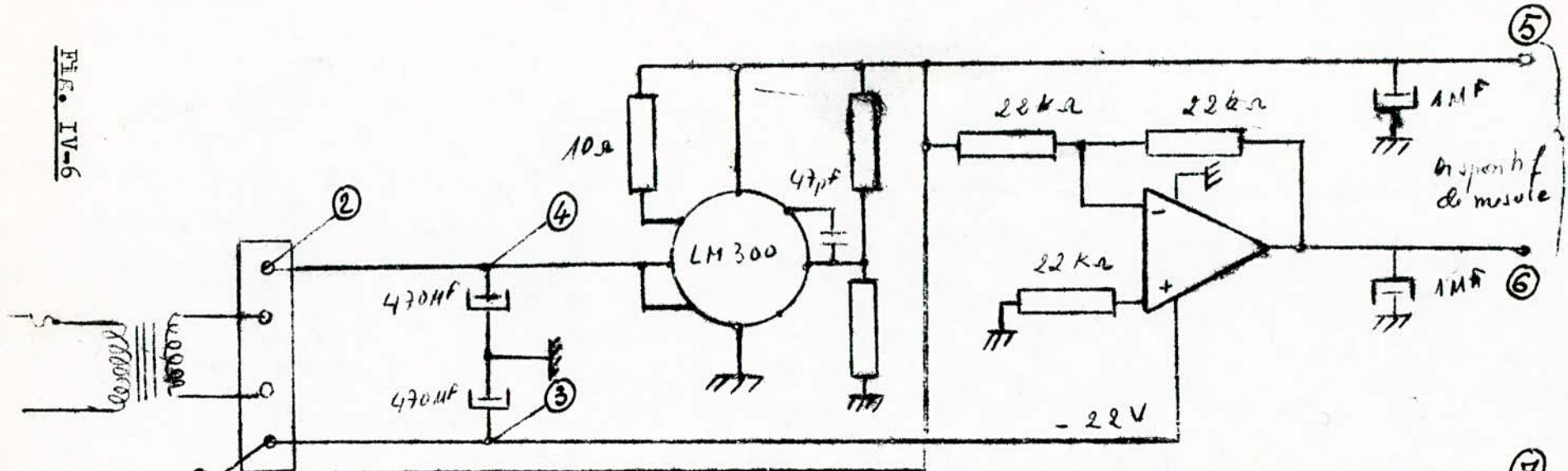
Compte tenu de la valeur maximale du courant de polarisation pour un amplificateur  $\mu A$  741 on fixe le courant du pont à  $i = 300 \mu A$ .

Ceci nous permet de calculer aisément les diverses résistances,

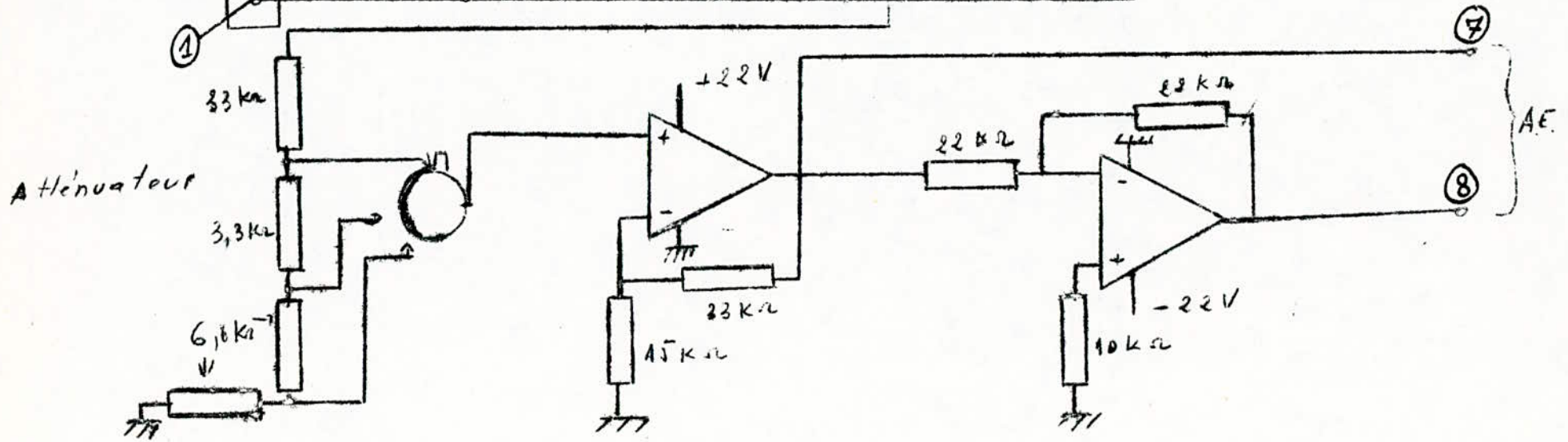
$R_1 = \frac{15v - 5v}{0,3} = 33 \text{ kilo-ohms}; R_3 = \frac{4 - 2}{0,3} = 6,6 \text{ kilo-ohms}$

$R_2 = \frac{5 - 4}{0,3} = 3,3 \text{ kilo-ohms}; R_4 = \frac{2 - 0}{0,3} = 6,6 \text{ kilo-ohms}$

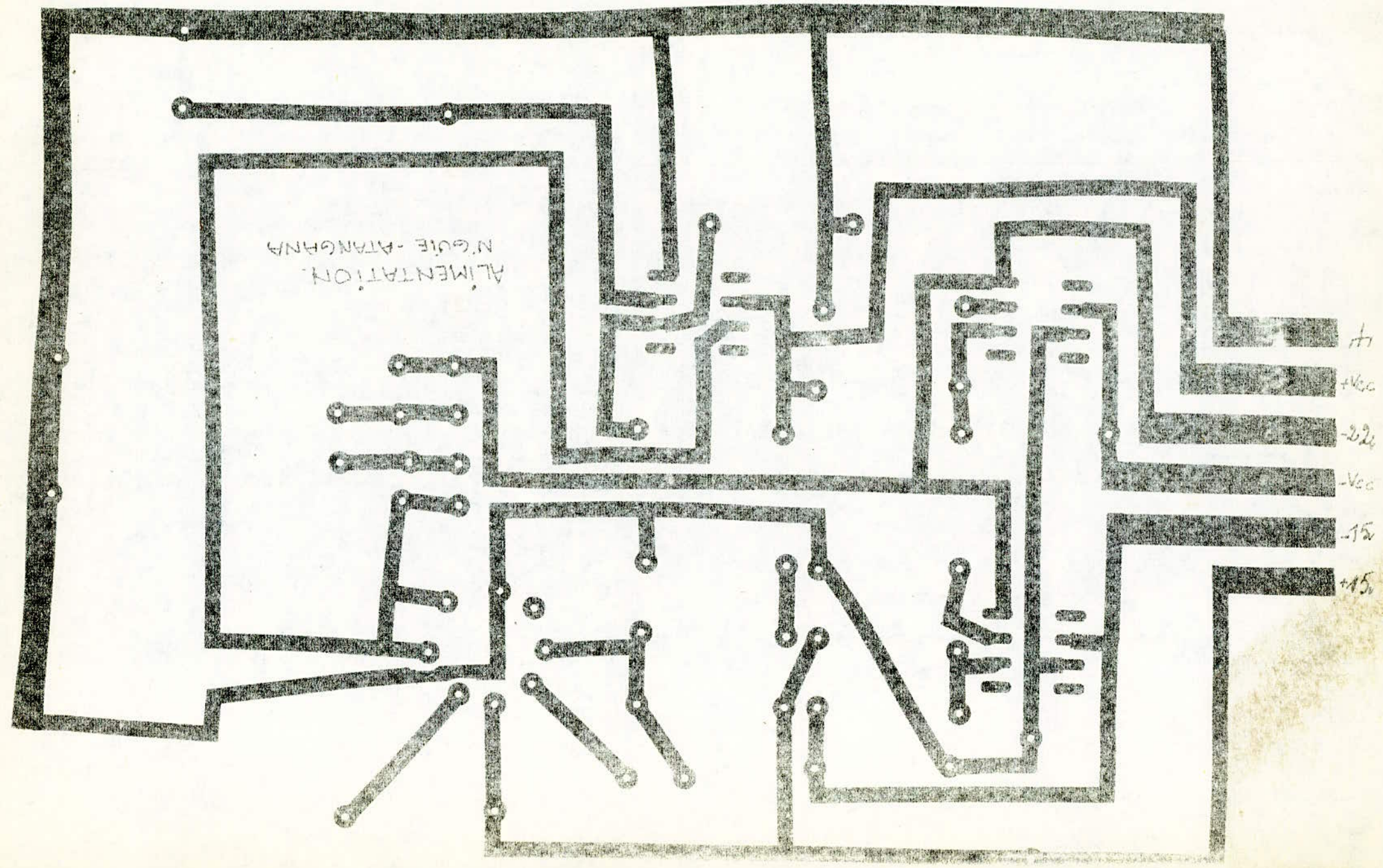
FIG. IV-6



ALIMENTATION







ALIMENTATION N° 01E - ATANGANA



### C - Le générateur de fonctions

Le générateur de fonctions comporte trois sections de rôles différents; un multivibrateur (astable), un univibrateur (monostable) et un intégrateur. Ce générateur de fonctions fournit trois sortes de signaux.

- Un générateur de signaux carrés d'amplitude plus ou moins 14 volts destinés à la commande des transistors T5 et T6 qui jouent le rôle d'interrupteurs. C'est sur ce signal que seront synchronisés les deux signaux qui suivent.

- Un signal triangulaire d'amplitude variant entre plus ou moins 5 volts crête qui sera utilisé pour commander l'amplificateur en essai ainsi que la déviation horizontale de l'oscilloscope.

- Un signal impulsionnel de rapport cyclique 1/100 et d'amplitude plus ou moins 14 volts qui sera utilisé pour obtenir sur l'écran de l'oscilloscope une référence zéro volt indépendante des dérivées éventuelles de l'amplificateur de mesure ou de l'oscilloscope.

#### 1°) Générateurs de signaux carrés

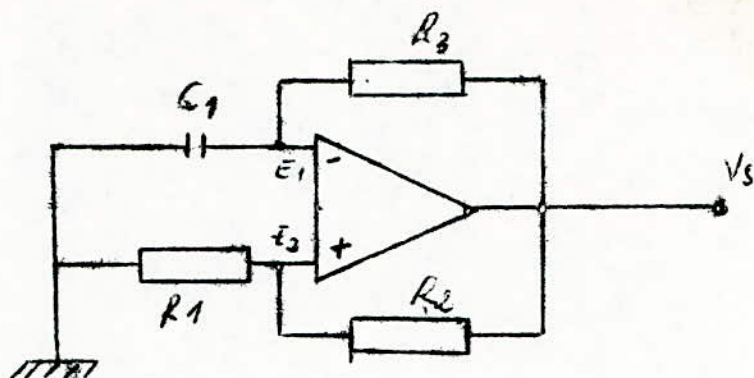
Les multivibrateurs réalisés selon la technique classique (tubes, transistors, circuits, ect...) fournissent un signal qui ne varie qu'entre 0 volt et une tension voisine de  $+V_{cc}$ .

Par contre, les multivibrateurs à amplificateurs opérationnels délivrent un signal symétrique par rapport au potentiel de la masse, c'est-à-dire variant entre une tension voisine de  $+V_{cc}$  et une autre voisine de  $-V_{EE}$ .

#### a) Réalisation pratique

Le schéma de principe est très simple. Il suffit de ce faire de combiner réaction et contre réaction sur un même amplificateur comme suit : Fig. IV-7.

Ce multivibrateur possède deux niveaux instables, haut et bas, tous deux instables.



Fig; IV-7

Quand la tension de sortie se trouve au positif maximal soit  $(+V_s)$ , le condensateur  $C_1$  se charge par  $R_3$  jusqu'à ce que la tension à l'entrée inverseuse soit égale à la tension de sortie appliquée à l'entrée non inverseuse par l'intermédiaire des résistances  $R_1$  et  $R_2$ . A ce moment, il y a commutation et la tension passe rapidement à la tension négative maximale que l'on dénote par  $(-V_s)$ . Cette tension de commutation est donnée par :

$$V_{E2} = \frac{V_s R_1}{R_1 + R_2}$$

La sortie étant négative, la tension  $V_{E1}$  appliquée à l'entrée directe est :

$$V_{E1} = \frac{-V_s R_1}{R_1 + R_2}$$

Le condensateur  $C_1$  chargé positivement, doit alors se décharger, puis se recharger en sens inverse pour qu'une nouvelle commutation survienne, et le cycle recommence.

La période de relaxation est donnée par :

$$T = R_3 C_1 \ln \frac{(V_s) - (-V_s)B}{V_s (1 - B)} \frac{(-V_s) - (+V_s)B}{(-V_s)(1-B)}$$

avec  $B = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

Et si les tensions de sortie sont symétriques, ce qui est le cas ici, cette formule se simplifie :



$$T = 2R_3 C_1 \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

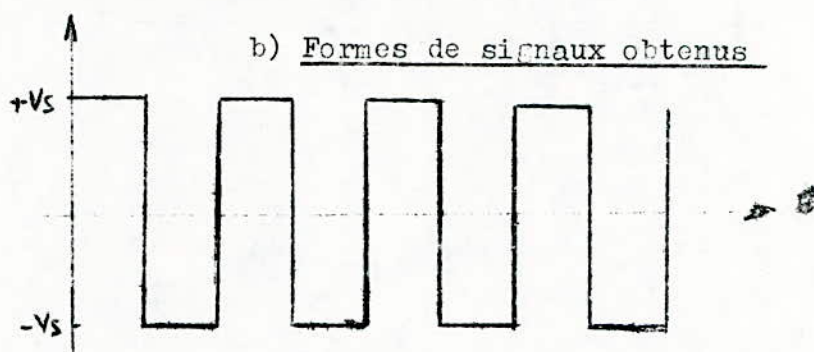


Fig. IV-8

c) Détermination des éléments du montage

Notre multivibrateur doit délivrer des signaux carrés à la fréquence de 16 Hz environ, pour nous permettre de faire correctement les mesures.

La fréquence du signal est donnée par la formule:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_3 C_1 \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)}$$

on a imposé les valeurs suivantes :

$$C_1 = 0,1 \mu F ; R_1/R_2 = 10 ; f = 16 \text{ Hz}$$

$$\text{on peut tirer : } R_3 = \frac{1}{2C_1 f \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)}$$

avec les valeurs imposées :  $R_3 = 110$  kilo-ohms.

2°) Génération du signal impulsionnel

On obtient le signal impulsionnel à partir d'un monostable synchronisé sur les fronts positifs du signal carré.

a) Réalisation pratique

Dans un amplificateur opérationnel, une très faible variation de la tension différentielle d'entrée fait passer le niveau de sortie de l'une des valeurs extrêmes à celle de polarité opposée. C'est là le principe de fonctionnement du comparateur de tension dont le schéma de principe est donné par le schéma ci-après :

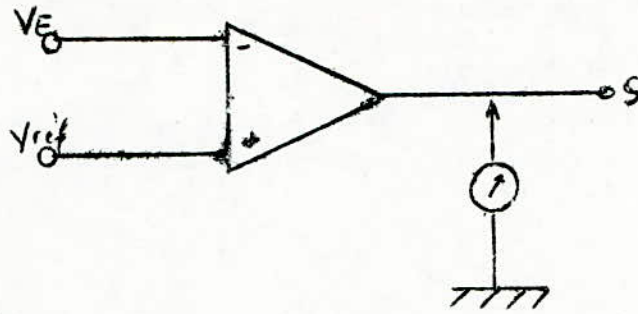


Fig. IV-9

Si la tension d'entrée  $V_E$  est de quelques millivolts seulement supérieure à celle de référence  $V_{réf.}$ , la sortie de l'amplificateur est à  $-V_{smax}$ , il suffit que la tension d'entrée devienne plus petite que  $V_{réf.}$  de seulement quelques millivolts pour que la tension de sortie s'inverse et devienne  $V_{smax}$ .

Notre monostable est équipé d'un amplificateur monté en comparateur simple sur les ponts formés par  $R_9$ ,  $R_{10}$ ,  $R_8$  et  $C_4$ .

Le schéma de fonctionnement est le suivant :

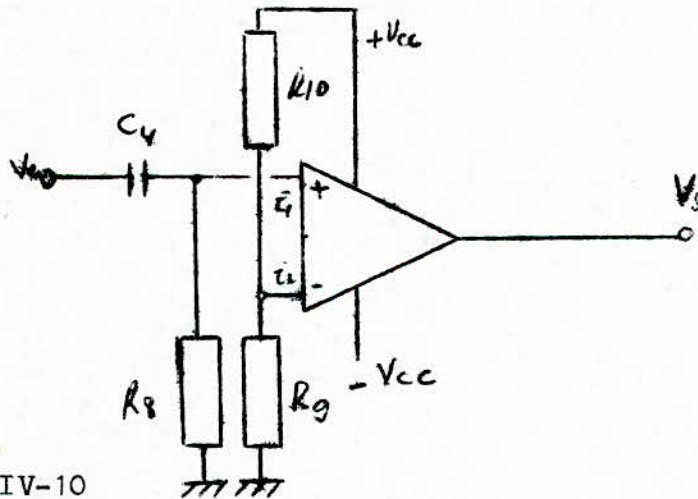


Fig. IV-10

Le condensateur  $C_4$  se charge à travers  $R_8$  jusqu'au seuil de la tension  $V_{E1}$  défini par les résistances  $R_9$  et  $R_{10}$ . Soit  $V_{E1} = \frac{V_{cc} R_9}{R_9 + R_{10}}$ . Ce seuil atteint, la sortie bascule.

Le basculement de l'amplificateur entraîne le décalage du condensateur et le cycle recommence.

Le temps entre les deux impulsions est fonction

du potentiel  $V_{E1}$  défini par  $R_9$  et  $R_{10}$  et de la constante de temps  $R_8 C_4$ . Avec un rapport cyclique de 0,01 on a :

$$T = R_8 C_4 \ln\left(1 + \frac{R_9}{R_{10}}\right)$$

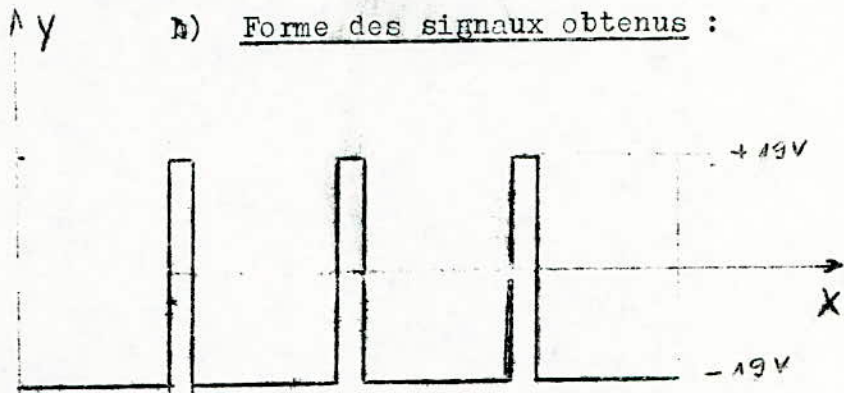


Fig. IV-11

c) Détermination des éléments du mono-  
stable

On impose  $R_9$  et  $R_{10}$  pour imposer une tension de référence. Il y a basculement si :

$$V_{E1} = V_{E2}$$

donc :  $V_e \exp(-t/R_8 C_4) = \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} V_{cc}$

d'où :  $t = R_8 C_4 \ln \frac{R_{10} + R_9}{R_9} \cdot \frac{V_e}{V_{cc}}$

On a :  $R_9 = 10$  kilo-ohms

$V_{cc} = 15$  volts

$R_{10} = 5,00$  Mohms

$C_4 = 10$  microfarads.

$100t = 1/16$  s

On tire alors la résistance de charge

$$R_8 = \frac{t}{C_4 \ln(R_{10} + R_9) / R_9 (V_e/V_{cc})} \quad \text{soit } R_8 \hat{=} 10 \text{ kohms.}$$

3°) Le signal triangulaire

La méthode la plus simple pour obtenir un signal triangulaire consiste à rétrocoupler un intégrateur sur lui-même à



travers un trigger de schmitt selon le montage suivant.

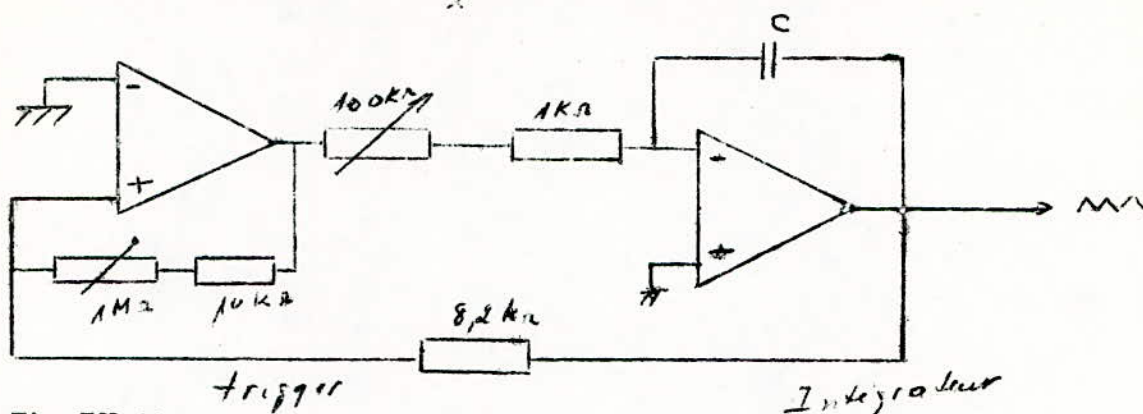


FIG IV-12

On suppose la rampe du signal de sortie ascendante, ce qui implique que la tension de sortie du trigger soit négative. Lorsque le seuil de basculement pour les valeurs croissantes de la tension d'entrée dudit trigger sera atteinte, il basculera et sa sortie deviendra brusquement positive, d'où inversion du sens de charge du condensateur et naissance d'une rampe descendante jusqu'à ce que le seuil de basculement pour les valeurs décroissantes de la tension d'entrée soit atteinte et entraîne un nouveau basculement, ainsi de suite.

a) Réalisation pratique

On utilise le signal carré du multivibrateur cité plus haut qui est transformé en triangle par un amplificateur monté en intégrateur.

Le schéma de principe est le suivant :

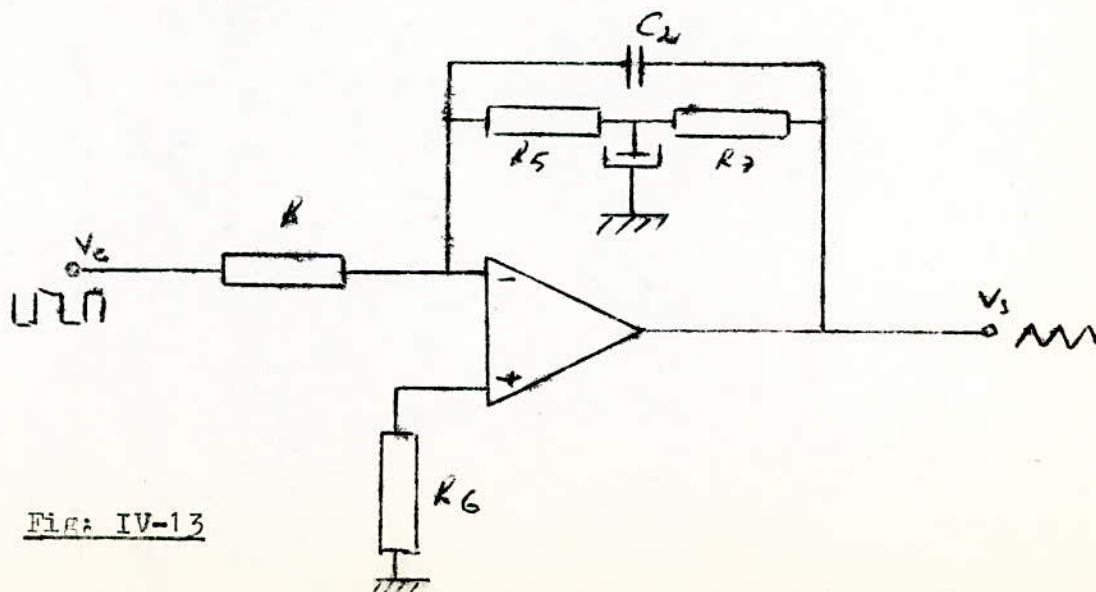


FIG: IV-13

Le courant  $V_e/R$  qui traverse la résistance  $R$ , devant être égal au courant de contre réaction dû au condensateur;  $C_2$  on peut écrire que :

$$V_S = - \frac{1}{RC} \int_0^t V_e dt$$

où la constante de temps d'intégration est :  $T = RC_2$

Les éléments  $R_5$ ,  $R_7$  et  $C_3$  garantissent la stabilité du montage.

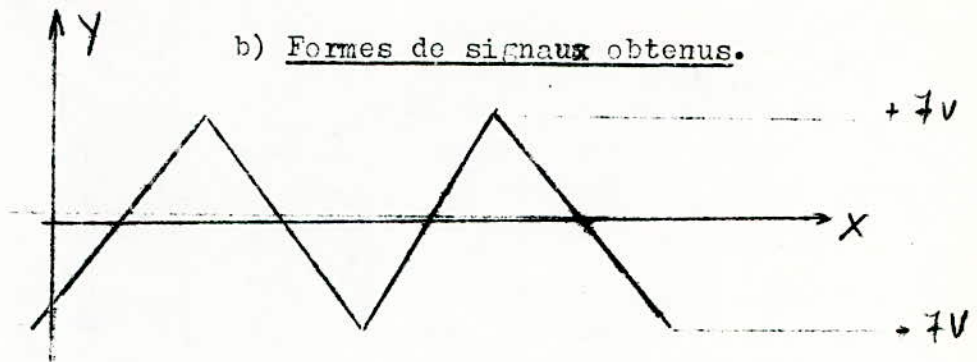


Fig. IV-14

c) Calcul des éléments de l'intégrateur

- Calcul de la résistance  $R$ .

La constante de temps est donnée par  $T = RC$

d'où :  $R \hat{=} 1 / fC$  avec  $f = 16$  Hz et  $C = 0,1$  microFarad

$$R = 600 \text{ kilo ohms}$$

- Calcul de la résistance  $R_6$

En général on fait :  $R_6 = R_{CR} // R$  où  $R_{CR}$  est la résistance de contre réaction.

$$R_{CR} = 1 / C_2 \omega // (R_5 + R_7)$$

$$R_5 + R_7 = 200 \text{ kohms}$$

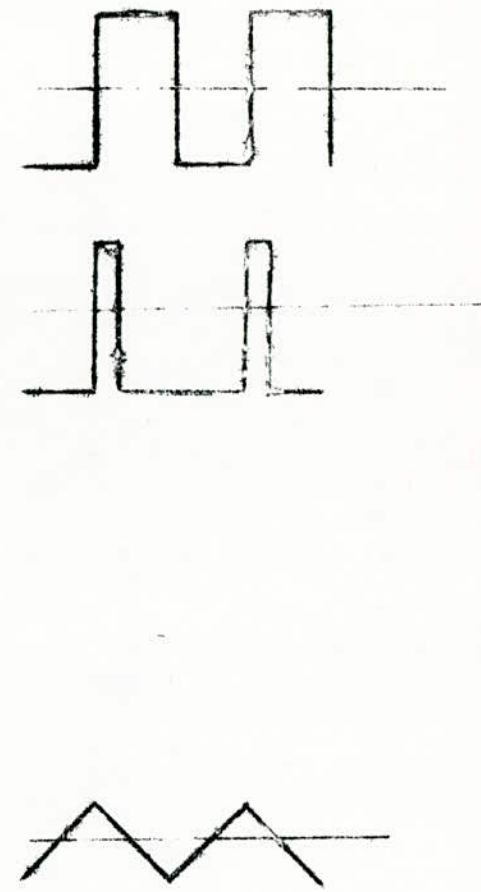
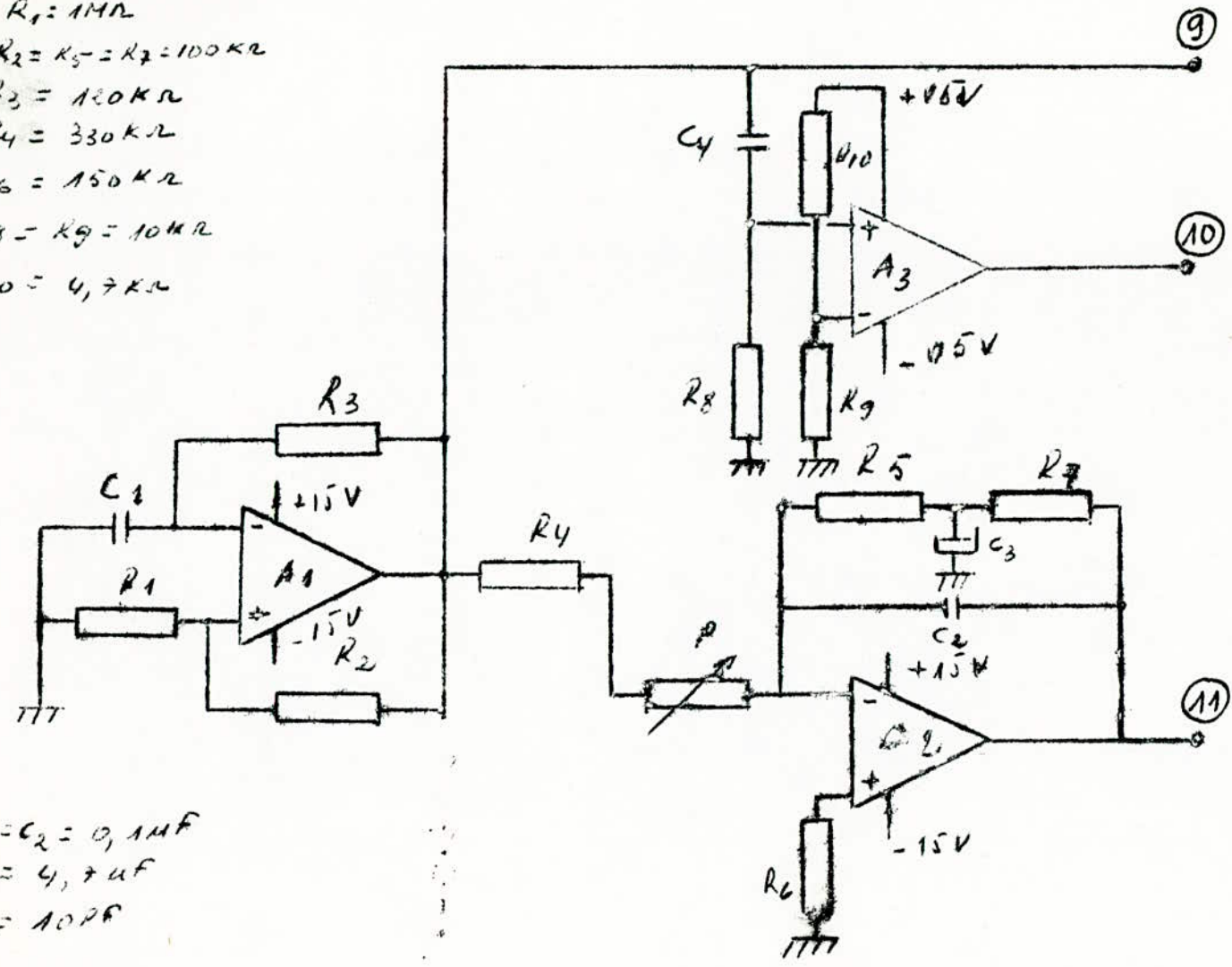
$$C_2 = 0,1 \text{ microFarads}$$

$$\omega = 2 f$$

$$R_{CR} = 166 \text{ kilo ohms d'où } R_6 = 130 \text{ kilo ohms.}$$

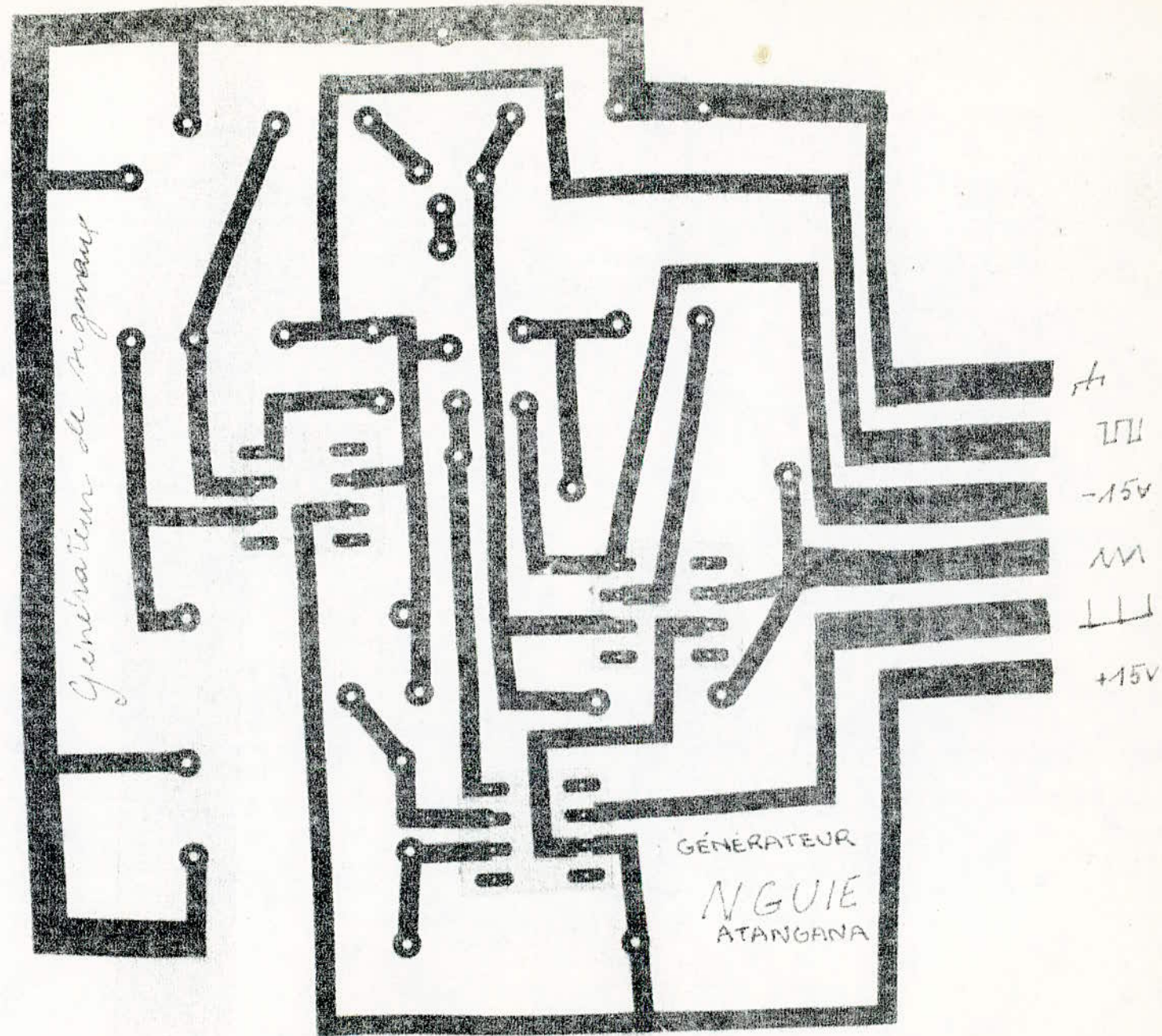
- $R_1 = 1M\Omega$
- $R_2 = R_5 = R_7 = 100K\Omega$
- $R_3 = 120K\Omega$
- $R_4 = 330K\Omega$
- $R_6 = 150K\Omega$
- $R_8 = R_9 = 10K\Omega$
- $R_{10} = 4,7K\Omega$

- $C_1 = C_2 = 0,1\mu F$
- $C_3 = 4,7\mu F$
- $C_4 = 100\mu F$



Le générateur de fonctions





Générateur de signaux ECH. 2

D - Description du circuit de mesure

Conformément à la méthode adoptée au Chapitre II<sub>B</sub>, on peut distinguer dans le schéma IV-26 les blocs suivants :

- L'amplificateur en essai et les circuits annexes.
- Le dispositif de commande des transistors  $T_5$  et  $T_6$  interrupteurs.
- L'intégrateur introduit dans la boucle de contre réaction.
- Le circuit "impulsion de référence zéro volt".

1°) Dispositif de commande des transistors  $T_5$  et  $T_6$

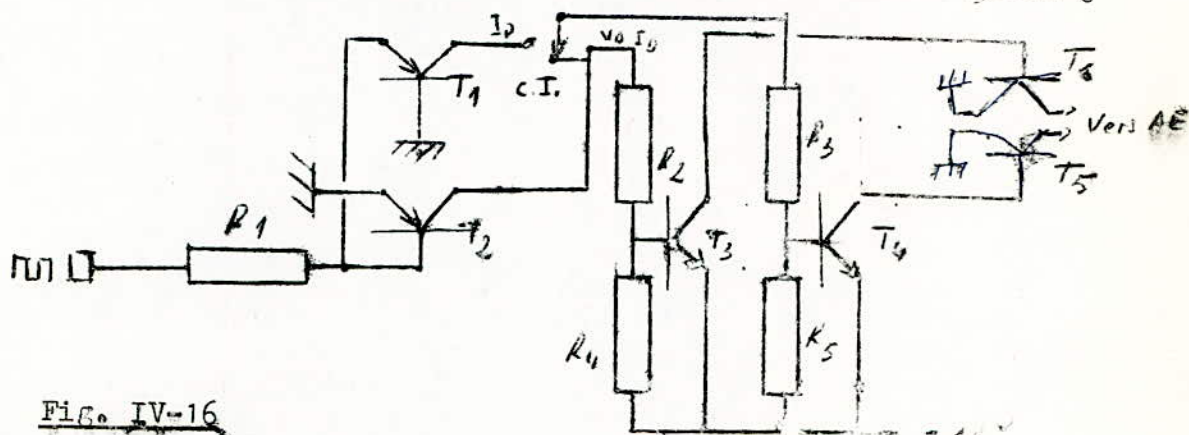


FIG. IV-16

Ce dispositif est constitué par deux groupes de transistors appariés :

- les transistors  $T_1$  et  $T_2$  PNP
- Les transistors  $T_3$  et  $T_4$  NPN

La symétrie du montage doit être scrupuleusement respectée au niveau de ces groupes de transistors qui constituent le dispositif de commande des transistors  $T_5$  et  $T_6$  interrupteurs.

Le signal carré atténué par la résistance  $R_1$ , attaque les transistors  $T_1$  et  $T_2$  montés respectivement en base commune et émetteur commun.

Cette disposition a pour effet de bloquer et de saturer alternativement les transistors  $T_1$  et  $T_2$  ce qui entraîne le blocage ou la saturation des transistors  $T_3$  et  $T_4$ .

a) Position  $I_p$



Pendant la demi-période où le signal d'entrée est positif, le transistor  $T_1$  est rendu conducteur. Le potentiel négatif de son collecteur lié à la base de  $T_4$  entraîne le blocage de ce dernier, ce qui aura pour effet de saturer le transistor  $T_5$ .

Durant cette même demi-période, le transistor  $T_2$  est bloqué, son collecteur sera à un potentiel voisin de zéro, ce qui entraînera la saturation de  $T_3$ .

Pendant la demi-période où le signal d'entrée est négatif, c'est le phénomène inverse qui se produit. On a :

- $T_1$  bloqué et  $T_4$  conduit.
- $T_2$  saturé et  $T_3$  bloqué.

On peut conclure que les transistors en position  $I_p$  sont alternativement saturés et bloqués.

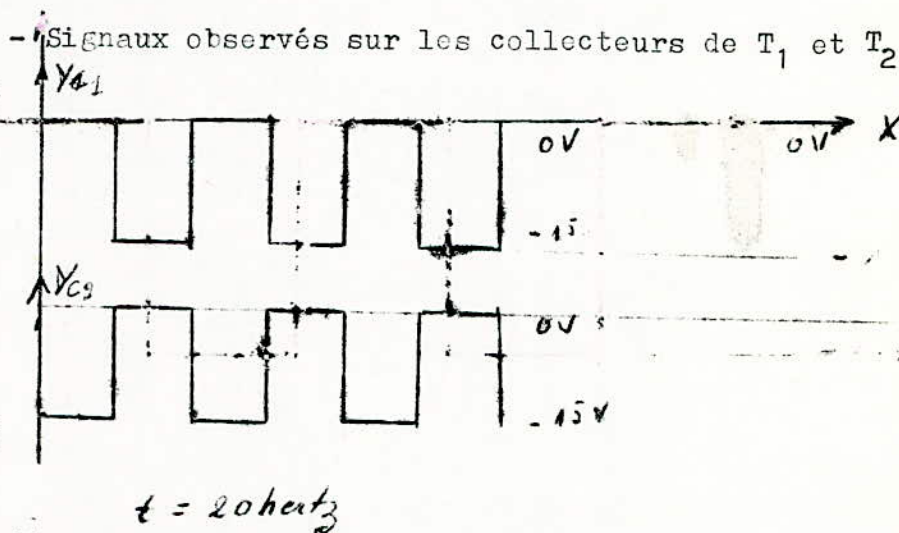


Fig. IV-17

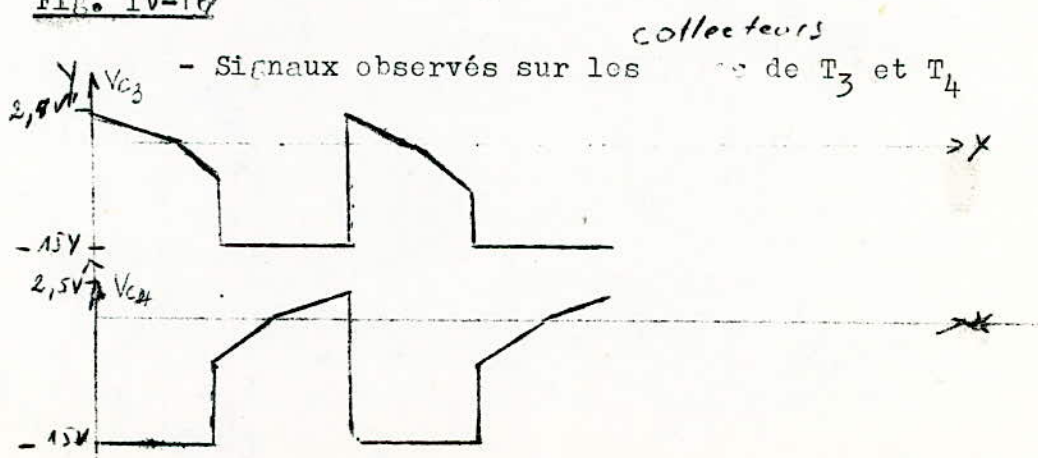


Fig. IV-18



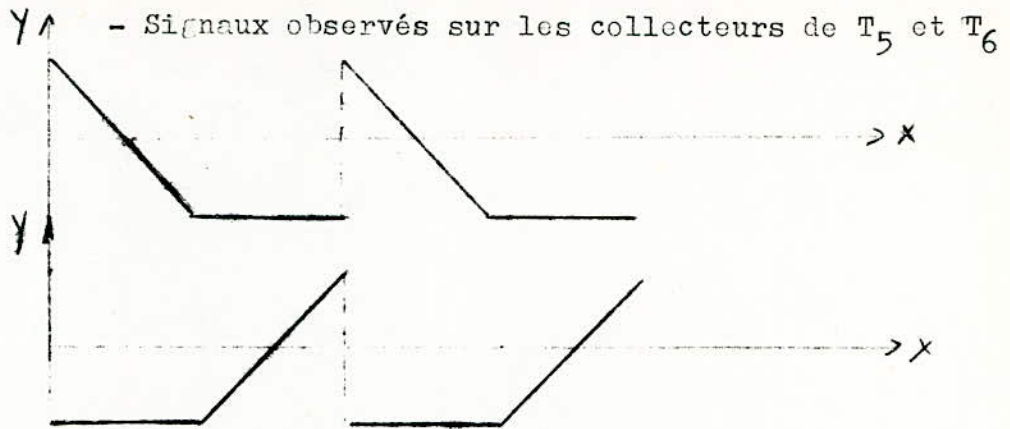


Fig 2 IV-19

b) Position  $I_d$  et  $V_d$

Dans cette fonction, on isole le transistor  $T_1$ . Les transistors  $T_3$  et  $T_4$  reçoivent le même signal sur leur base respective à travers des résistances  $R_2$  et  $R_3$ . Le montage étant symétrique, les deux transistors sont soit bloqués soit saturés simultanément permettant ainsi la saturation ou le blocage simultané des transistors  $T_5$  et  $T_6$  interrupteurs.

- Pour un signal de commande positif, le transistor  $T_2$  est bloqué et son collecteur a un potentiel voisin de celui de la masse; Donc  $T_3$  et  $T_4$  seront saturés, ce qui bloquera les transistors interrupteurs  $T_5$  et  $T_6$ .

On aura ainsi la mesure du courant  $I_d$  à partir des chutes de tension dues à  $R_{12}$  et à  $R_{13}$ .

- Pour un signal de commande négatif,  $T_2$  deviendra saturé et on aura le phénomène inverse. les transistors  $T_5$  et  $T_6$  seront saturés.

- Les résistances  $R_{12}$  et  $R_{13}$  sur lesquelles s'effectue la mesure de  $I_p$  seront ainsi court-circuitées. On retrouvera donc à l'entrée de l'amplificateur en essai uniquement la tension de décalage.

- Signaux observés sur les collecteurs de  $T_3$  et  $T_4$

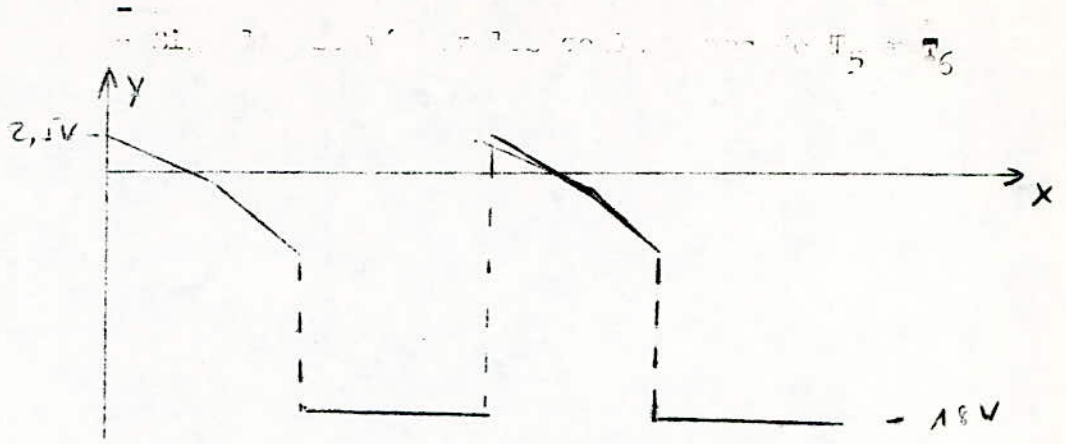


Fig. IV-20

- Signal observé sur les collecteurs de  $T_5$  et  $T_6$

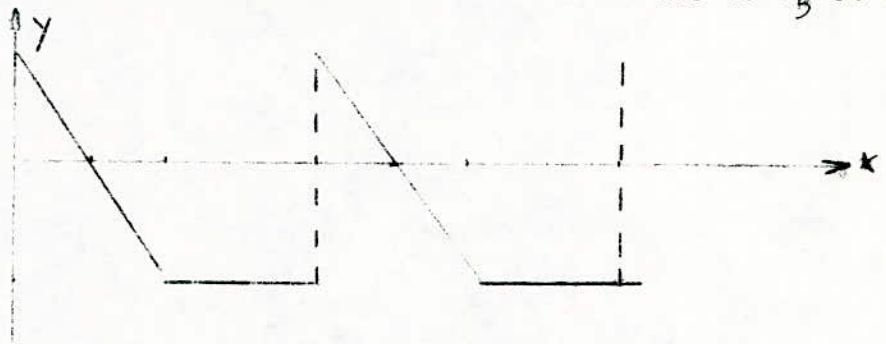


Fig. IV-21

3 c) Position caractéristique de transfert

Dans cette position, le transistor sera bloqué par la mise de sa base au potentiel de masse, ce qui entraîne le ~~bloquage~~ *à l'état* de  $T_3$  et  $T_4$ . Alors  $T_5$  et  $T_6$  seront ~~non-~~ *bloqués* ~~conducteurs.~~

2°) Intégrateur

On a vu au chapitre II que l'intégrateur introduit dans la boucle de contre-réaction, avait une double fonction.

- Filtrer le bruit engendré par l'amplificateur en essai.
- Maintenir la tension de sortie de l'ensemble au voisinage de zéro.

Ce dernier point est essentiel car on constate que du point de vue polarisation la tension collecteur de  $T_6$  doit être ramenée vers la masse à travers la résistance  $R_{10}$  pour respecter la symétrie du montage.

Pour réaliser ces fonctions, on utilise une paire à longue

queue qui aura pour double effet d'élever l'impédance d'entrée du  $\mu A 741$  et de rendre très négligeable la tension et le courant de décalage.

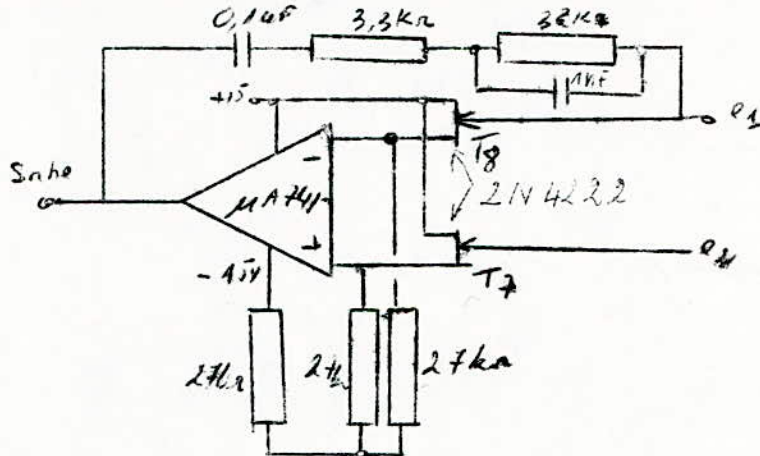


Fig. IV-22

Du point de vue alternatif tous les signaux y compris les bruits engendrés par l'amplificateur en essai sont intégrés de cette manière; le niveau de sortie de l'ensemble se retrouve à zéro.

En fait, cet intégrateur travaille en fonction proportionnelle et intégrale. Ceci fait suite à l'adjonction de la résistance de 33 kilo ohms dans la boucle de contre réaction contenant la capacité.

La sortie d'un tel intégrateur est donnée par :

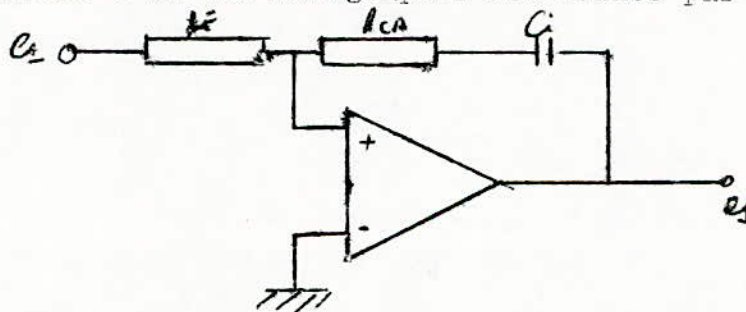


Fig. IV-23

$$-e_s \doteq \frac{R_{CR}}{R_E} \left( 1 + \frac{1}{T_P} \right) e_1$$

où  $e_1$  est la tension d'entrée.  $R_{CR}$  résistance de contre réaction

$$T_P = R_{CR} C_i$$

La résistance en série avec le condensateur a un effet sensible pour la caractéristique de transfert. En effet, c'est elle qui permet une coupure réelle au niveau de la saturation comme on



peut le constater sur les figures décrites ci-dessus.

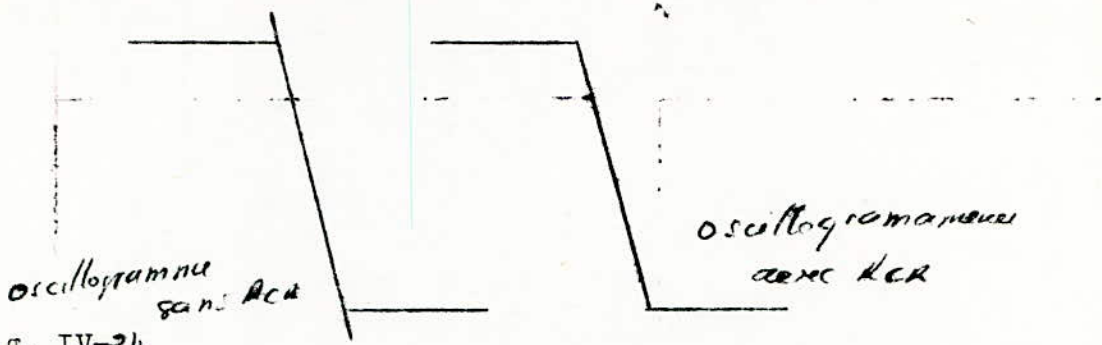


Fig. IV-24

La réponse d'un tel circuit à un signal carré est :

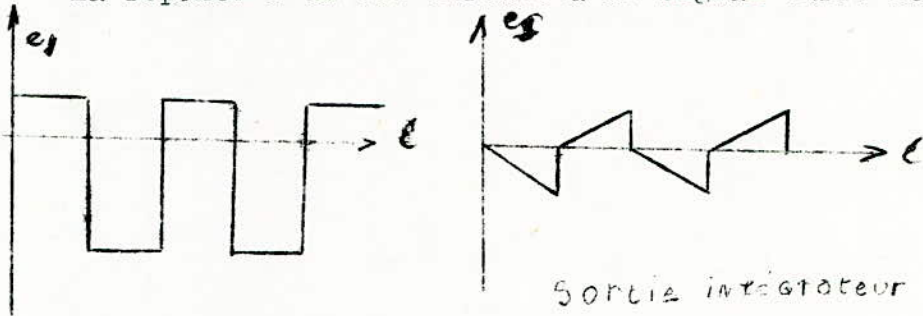


Fig. IV-25

39) Impulsion de référence zéro volt

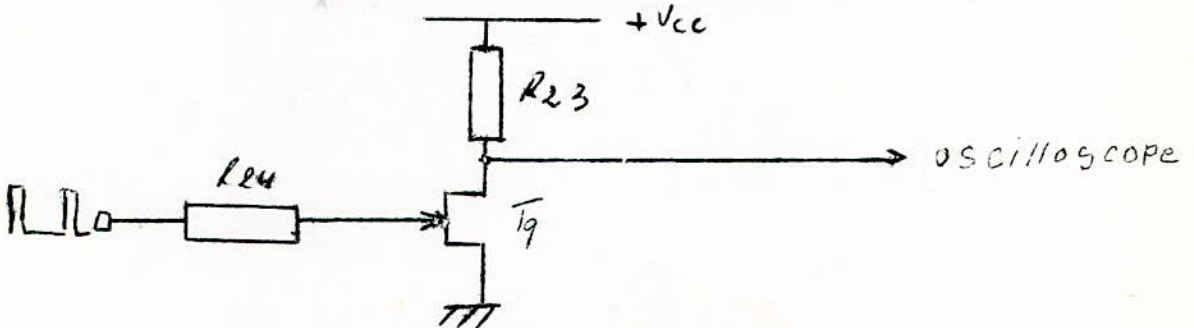


Fig. IV-26

Ce circuit est conçu pour donner la ligne de référence zéro volt à l'oscilloscope.

En effet, pendant le bref instant où l'impulsion d'entrée est positif, le FET  $T_9$  va conduire, ce qui amènera le drain à la masse. Comme cet instant est très court, à l'oscilloscope on ne verra qu'un seul point.



Fig. IV-27

Cette ligne de masse est indépendante de toutes les perturbations qui peuvent se produire en cours de mesure.

#### E - Fonctionnement du testeur

Des supports sont prévus pour divers amplificateurs opérationnels à tester.

L'appareil est muni d'un commutateur à trois positions:

- la position  $I_p$  pour la mesure du courant de polarisation.
- la position  $I_D, V_D$  pour la mesure des courants et tension de décalage.
- La position C.T pour le relevé de la caractéristique de transfert.

Le signal triangulaire est utilisé pour l'exploration des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel en essai en vue de produire les courbes désirés.

Il serait fort utile de se rapporter aux schémas et tableaux proposés au chapitre II<sub>B-2</sub> pour mieux saisir le principe de mesure et pouvoir interpréter les courbes obtenues. Toutefois les éléments qui figurent dans l'exposé qui suit sont ceux qui sont effectivement utilisés dans le circuit de mesure

#### 1°) Mesure du courant de polarisation $I_p$

Nous savons déjà qu'en position  $I_p$  par un jeu adéquat de commutateur, les transistors interrupteurs  $T_5$  et  $T_6$  sont bloqués ou rendus conducteurs alternativement. On prélève donc le courant de polarisation alternativement sur les alternances positive et négative du signal triangulaire par l'entrée correspondante de l'amplificateur en essai.

De cette manière, au rythme de blocage et de saturation des transistors  $T_5$  et  $T_6$ , on obtient des tensions  $I_{p+} R_{12}$  et  $I_{p-} R_{13}$  aux bornes des résistances  $R_{12}$  et  $R_{13}$ .

Ces tensions sont amplifiées par l'amplificateur en essai avant d'être appliquées à l'oscilloscope sur lequel on verra apparaître les deux traces correspondant aux deux courants d'entrée  $I_{p+}$  et  $I_{p-}$  (figure IV-28)

La distance qui sépare ces deux traces est proportionnelle au courant total de polarisation. En fait elle en est le double puisqu'on a la relation :

$$I_{p+} = \frac{I_{p+} + I_{p-}}{2}$$

et compte tenu du fait que notre impulsion de référence zéro volt à partir duquel on fait toutes nos mesures apparaît au milieu de deux droites.

On tiendra compte de l'amplification due à l'amplificateur en essai et du facteur 2 lors du calibrage de notre appareil.

Courbe obtenue (oscillogramme)

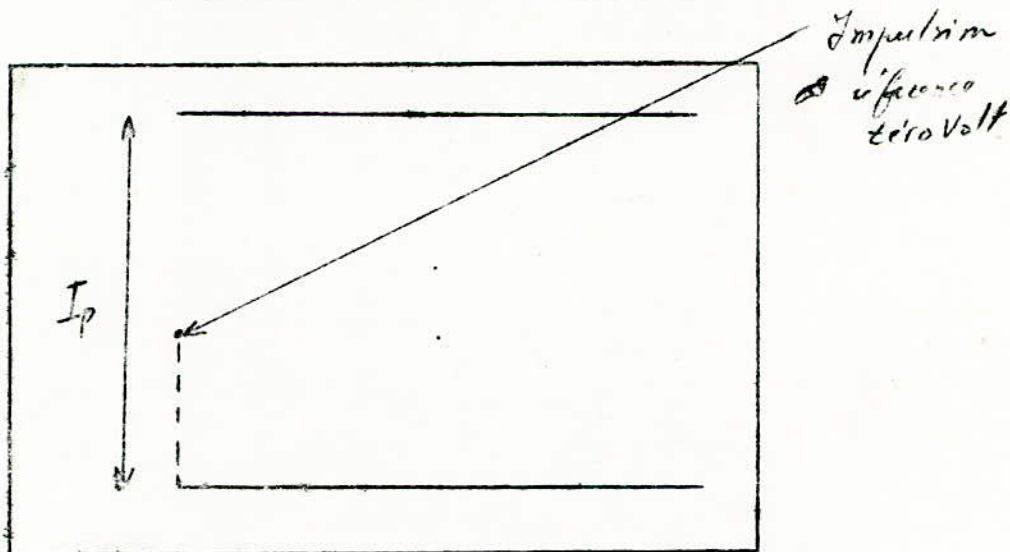


FIG. IV-28

2°) Mesure du courant et de la tension de décalage

Ces deux mesures se font à partir du même montage que pour le courant de polarisation. Seulement le rythme de fonctionnement des transistors interrupteurs change dans ce cas. En effet les transistors  $T_5$  et  $T_6$  sont sollicités de la même manière ainsi leur saturation ou blocage est simultané.



a) Courant de décalage  $I_D$

Pendant la demi-période où le signal carré de commande est négatif, les transistors  $T_5$  et  $T_6$  se trouvent bloqués.

L'amplificateur en essai est de ce fait monté en amplificateur de différence recevant sur ses deux entrées les tensions  $I_{p+} R_{12}$  et  $I_{p-} R_{13}$  provoquées par les courants de polarisation sur les résistances  $R_{12}$  et  $R_{13}$ .

La différence entre les deux tensions est appliquée à l'oscilloscope après amplification par l'amplificateur en essai. C'est cette différence qui constitue la mesure de  $I_D$ .

$$I_D = I_{p-} - I_{p+}$$

b) Mesure de la tension de décalage

La tension de décalage est mesurée lorsque les transistors interrupteurs  $T_5$  et  $T_6$  sont saturés. Dans ces conditions les résistances  $R_{12}$  et  $R_{13}$  sont court-circuitées. C'est uniquement la tension de décalage  $V_d$  qui est appliquée à l'entrée de l'amplificateur en essai. Après amplification par ce dernier, on obtient une droite à l'oscilloscope.

La mesure se fait en prenant la référence "zéro volt" comme point de repère.

Courbes obtenues

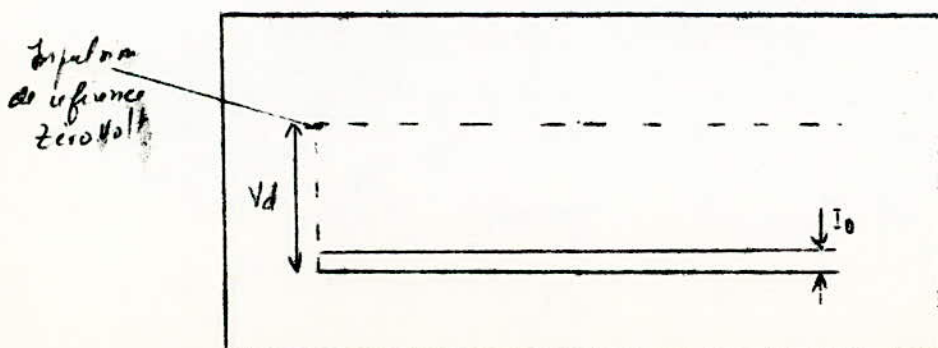


Fig. IV-29

3°) Relevé de la caractéristique de transfert.

Un signal triangulaire d'amplitude convenable (obtenu par réglage à l'aide du potentiomètre  $R_8$  du générateur de fonction) est appliquée à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur en essai à travers l'intégrateur  $A_1$ .

Le condensateur  $C_6$  s'est chargé à la tension de décalage  $V_d$  multipliée par le gain  $G$  de l'amplificateur en essai pendant la mesure de la tension de décalage.

Lors du relevé de la caractéristique de transfert, la somme de cette tension de décalage et du signal triangulaire appliqué à l'entrée non inverseuse de l'intégrateur  $A_1$  est appliquée à l'amplificateur en essai; ceci constitue un dispositif automatique de compensation de la tension de décalage. De cette manière, la courbe représentant la caractéristique de transfert est toujours centrée sur l'oculan de l'oscilloscope.

Courbe d'un amplificateur  $\mu A$  741

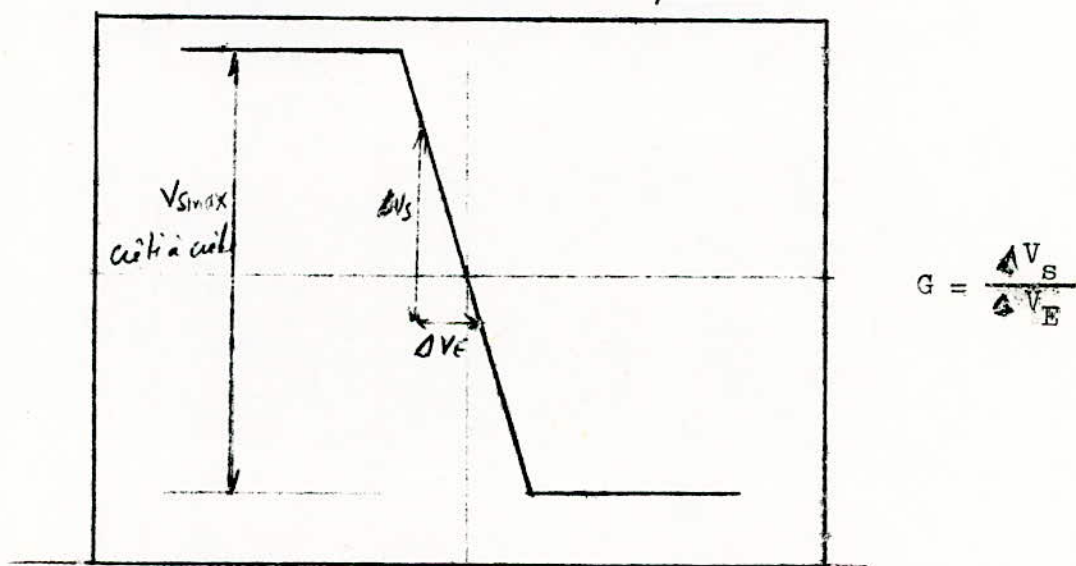


Fig. IV-30

Cette courbe permet la mesure du gain pour de forts signaux (pente de la courbe).

Elle permet en outre d'apprécier la valeur de la tension maximale de sortie et celle acceptable à l'entrée.

Par ailleurs, on peut contrôler la linéarité de l'amplifi-

cateur par l'apparition ou non d'éventuelles distorsions pouvant résulter de la commutation des transistors à l'étage de sortie classe B de l'amplificateur.

4°) Calibrage de tableau comparatif des valeurs

a) Calibrage de l'appareil

L'oscilloscope ayant les sensibilités suivantes :

5v/Div. sur Y ; 1v/Div. sur X on obtiendra :

- pour la mesure de  $I_D$  et  $I_P$  : 20 uA/Div.

- tension de décalage : 0,7 mv/ Div.

- Pour la caractéristique de transfert, la sensibilité Y de l'oscilloscope change: 0,2V/Div. pour Y et 1v/Div. pour X. On obtiendra :

Voie X( $V_E$ ) : 0,1 mv/Div

Voie Y( $V_S$ ) : 4,5v/Div.

b) Tableau comparatif des valeurs.

	MA 709			MA 741			
	PRATIQUE		THEORIE	PRATIQUE			THEORIE
$V_D$ (mv)	1	1	1	1	1	1	1
$I_P$ (nA)	80	80	200	80	80	80	100
$\bar{I}_D$ (mA)	38	38	50	28	24	38	30
G	60.000	100.000	45.000	135.000	144.000	144.000	200.000
$V_S$ max crête à crête (V)	27	27	28	27	27	27	28
$V_{CC}$ (V)	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$



-Les valeurs que nous avons trouvées, restent pour la plupart dans les normes fixées par les constructeurs.

-Nous avons constaté que le courant de polarisation varie peu d'un amplificateur à l'autre.

-Lorsqu'un amplificateur avait déjà été mis sous tension son courant de décalage était plus important que celui d'un amplificateur qui n'a pas encore servi.

### Valeurs des éléments du testeur (fig IV 32)

$$R_1 = R_4 = R_5 = R_{21} = R_{24} = 33 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_3 = R_{16} = R_{17} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = R_7 = R_{14} = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_{10} = R_{11} = 47 \text{ k}\Omega ; R_8 = R_9 = 47 \Omega$$

$$R_{12} = R_{13} = R_{15} = R_{27} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{22} = R_{26} = R_{28} = 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_{23} = 22 \text{ k}\Omega ; R_{30} = R_{29} = 6,6 \text{ k}\Omega$$

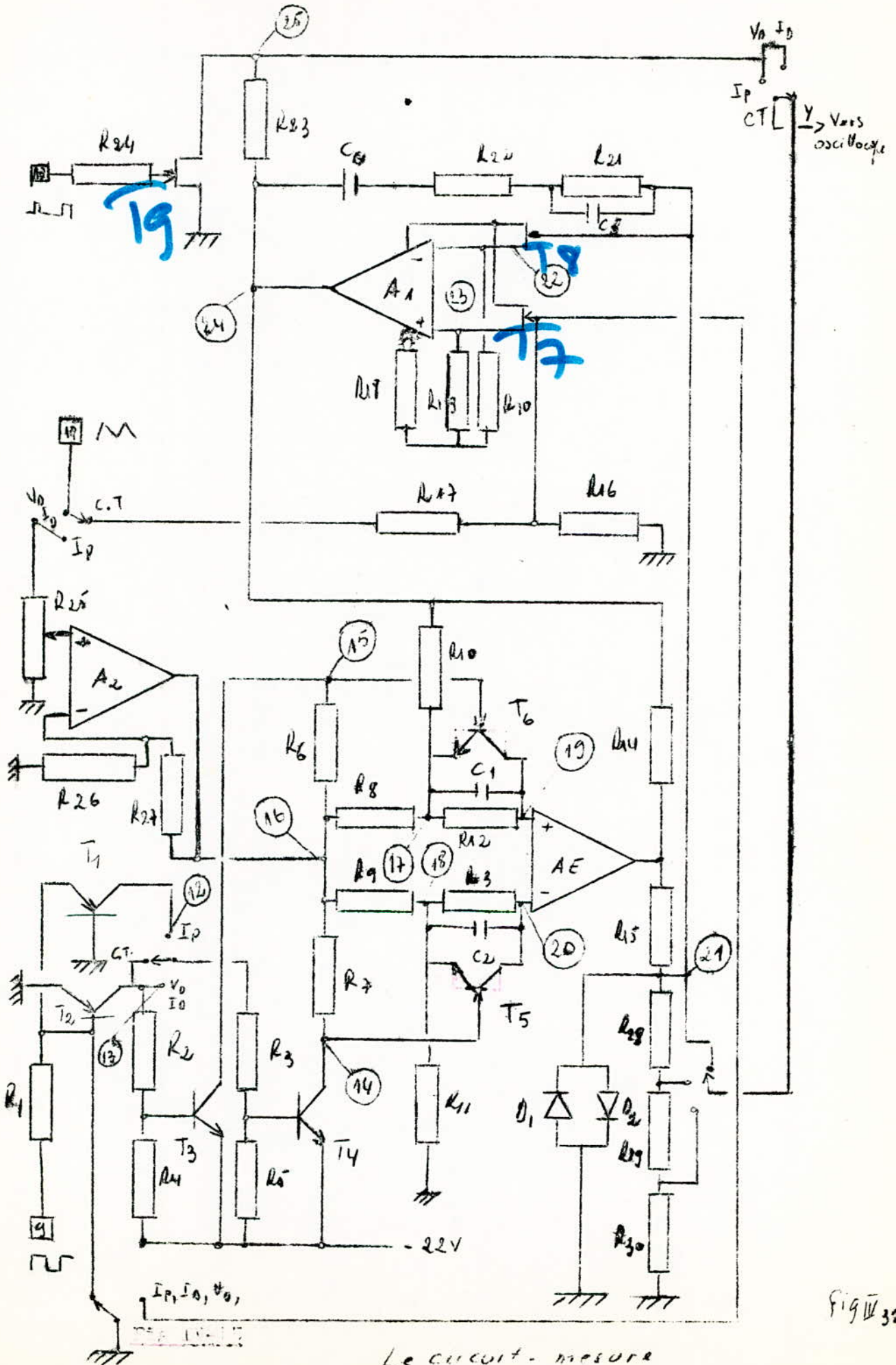
$$C_1 = C_2 = C_3 = 1 \text{ nF} ; C_4 = 0,1 \mu\text{F}$$

$$T_1, T_2 : \text{BC 213}$$

$$T_3, T_4, T_5 \text{ et } T_6 : 2\text{N}2642$$

$$T_7 \text{ et } T_8 : 2\text{N}4022$$

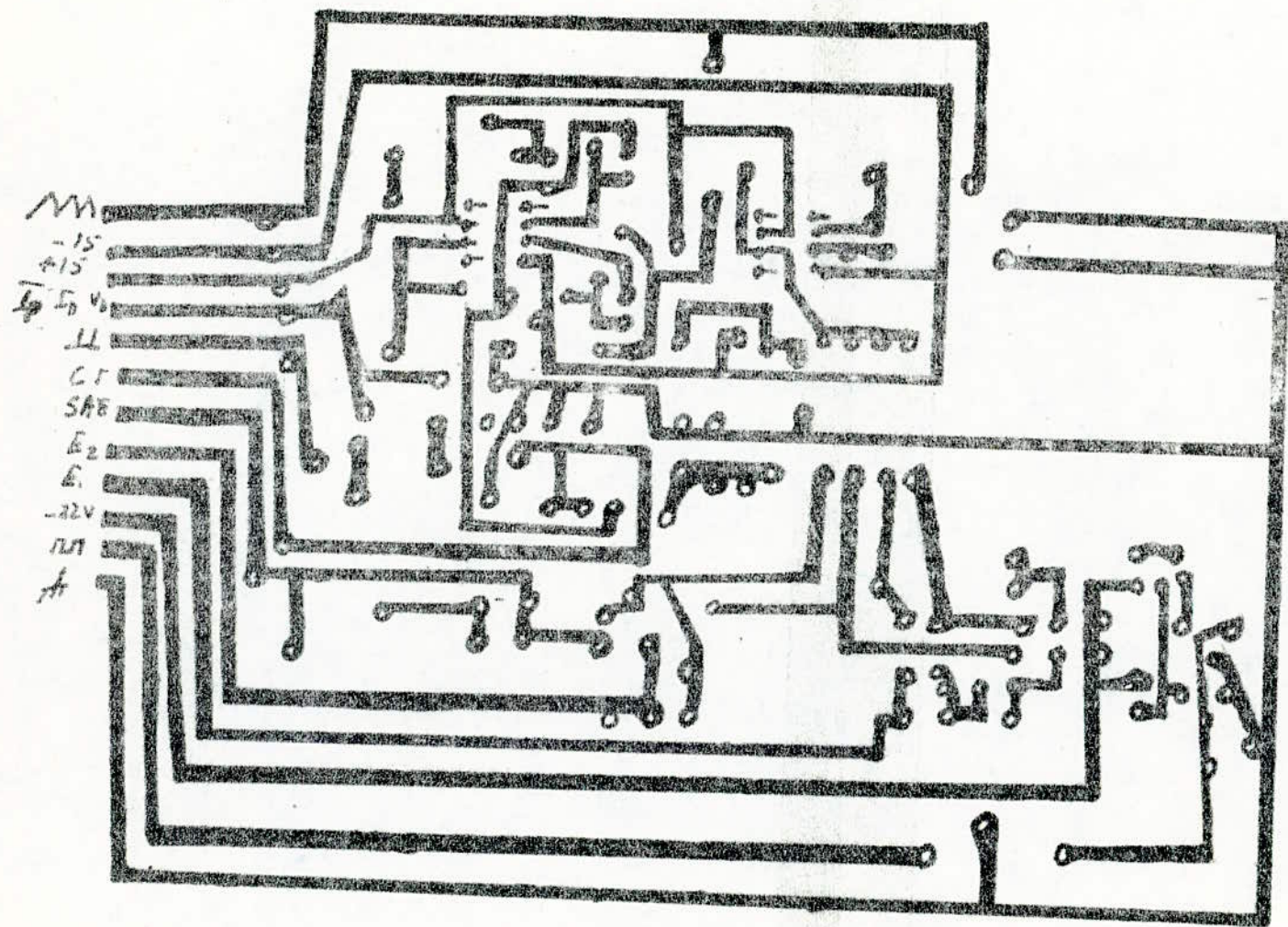
$$T_9 : 2\text{N}3970$$



Le circuit-mesure

Fig IV 32





*Circuit imprimé du circuit mesure*





## CHAPITRE V. DIAGNOSTIC DE PANNES.

Nous ne voulons pas ~~ici~~ cataloguer toutes les différentes pannes de notre appareil de mesure, mais nous nous efforçons de donner un certain nombre d'indications générales sur les manifestations principales qui peuvent intervenir au cours d'une manipulation.

### A - Alimentation

Les pannes pouvant affecter le système d'alimentation sont nombreuses. Elles peuvent aller d'un court-circuit franc à un léger défaut d'isolement, en passant par la coupure d'enroulement, la mise hors service d'un redresseur, le dessèchement d'un condensateur électrochimique, ect...

Les conséquences de ces défauts peuvent être par conséquent très variées et nous pouvons observer aussi bien la disparition complète de la mesure que sa légère déformation. Pour un défaut de fonctionnement de l'alimentation, nous donnons ici quelques détails sur les opérations à effectuer à partir de quelques points de contrôle.

- Entre les points 1 et 2, on n'observe pas 32 volts

Les origines de pannes possibles sont :

- o Pas de tensionx secteur
- o Primaire du transformateur défectueux.
- o Secondaire du transformateur défectueux.

- Aux points 3 et 4, nous devons avoir respectivement +22v et -22v. Si ce n'est pas le cas :

- o Vérifier le pont de diodes ou l'un des condensateurs électrochimiques et remplacer le composant défectueux le cas échéant.

- Si au point 5 on ne mesure pas une tension continue de 15 volts.

- Vérifier si les résistances entre les bornes 8, 4 et la masse du régulateur sont dans un rapport déterminé.
- Et si tous ces éléments ne sont pas défectueux, alors remplacer le régulateur.

- Tout comme si l'on n'obtient pas -15 volts au point 6

- Vérifier les points de soudures et les alimentations de l'amplificateur.
- Si la vérification des soudures et la mesure des tensions ne fait découvrir un défaut quelconque alors remplacer l'amplificateur opérationnel.

- Enfin aux points 7 et 8, on mesure respectivement  $+V_{cc}$  et  $-V_{EE}$  suivant le type d'amplificateur à tester. En cas de valeurs différentes, reprendre les mêmes opérations que celles citées par le point 6.

#### B - Le générateur de fonction

Grâce à sa simplicité, le générateur de fonction se prête facilement au dépannage. Les signaux observés aux points 9-10-11 sont les suivants à la fréquence de 20 hertz.

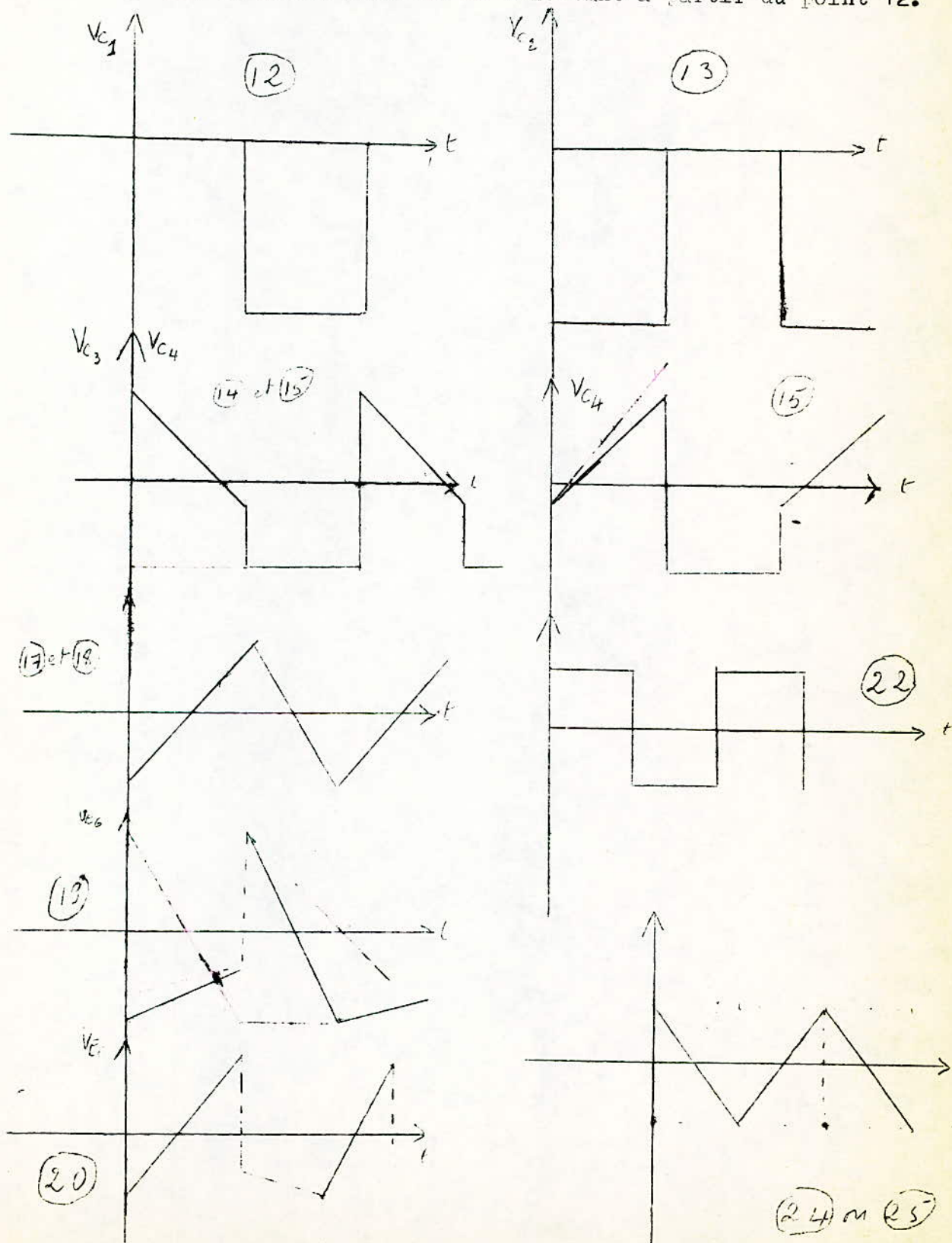
- Au point 9 : Un signal carré d'amplitude  $\pm 19$  volts.
- Au point 10 : Un signal impulsif de même amplitude et de rapport cyclique 1/100
- Au point 11 : Un signal triangulaire d'amplitude variable
- L'absence de tous ces signaux sera probablement due à un défaut de l'alimentation ou à un défaut du multivibrateur à partir duquel sont créés tous ces autres signaux.
- L'absence d'un seul de ces signaux conduira alors à incriminer l'amplificateur correspondant ou ses organes annexes.

#### C - Les circuits - mesure



Le dépannage des circuits-mesure pourra s'effectuer grâce à l'observation des signaux aux différents points test que nous avons prévus en position I<sub>p</sub>.

Ainsi, on devra observer en remontant à partir du point 12:



L'absence d'un signal correct à un point test, montrera le défaut de l'étage correspondant.

## CHAPITRE VI. CONCLUSION

Des difficultés pratiques <sup>nous</sup> ont empêchés d'utiliser des transistors F. E. T. comme interrupteurs et pourtant, théoriquement, ils sont les mieux adaptés du fait qu'ils n'ont pas de courant de fuite.

L'étude du dispositif de commande des transistors interrupteurs peut se poursuivre dans le but de simplifier davantage notre montage, notamment en utilisant des circuits logiques.

D'autres fonctions pourraient également être introduites dans notre testeur : la mesure du R. R. M. C. et des diverses impédances.

Nous ne prétendons pas rivaliser avec un banc de mesures complet. Notre appareil permet d'évaluer rapidement certaines caractéristiques essentielles de l'amplificateur opérationnel.

Nous espérons que ce modeste ouvrage puisse être utile notamment aux étudiants du laboratoire de maquettes Fen 178 qui font beaucoup de montages avec les amplificateurs opérationnels.

/  } BIBLIOGRAPHIE

- L'amplificateur opérationnel : R. DAMAYE
- Principes et applications des: H. LILEN  
circuits intégrés linéaires.
- L'amplificateur opération- : R. DUGEHAULT  
nel. Utilisation pratique
- Revues : Le haut-parleur n° 1 645 et 1 647 Sept-oct 1979  
Electronique industrielle n° 92, 93 et 94.
- *Manuel des circuits intégrés ana-* *Texas Instru-*  
*logiques* *ments*