

4/76

1er

# UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE  
NATIONALE POLYTECHNIQUE

THÈSE DE FIN DE ETUDES  
الدراسة في العلوم الهندسية

المكننة

ELECTRONIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

## Wattmetre Electronique

à

## Echantillonnage

مطابقة العاقد الهندسية

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

Proposé par

Mr. SINTES

Professeur d'électronique

à l'E.N.P.A.

Etudié par

MM. MOHAMMADI Tayeb

OUBRAHAM Youcef

PROMOTION DE JUIN 1976



# Wattmetre Electronique

à

# Echantillonnage

Proposé par

Mr S I N T E S

Professeur d'électronique

à l'E.N.P.A

Etudié par

MM. MOHAMMADI Tayeb

OUBRAHAM Youcef

Nous remercions monsieur SINTES *salop*  
pour la confiance qu'il a placé en nous, en nous  
proposant ce sujet et pour l'aide matérielle qu'il  
nous a apportée .

Nous tenons à remercier aussi tous  
les professeurs qui ont participé à notre formation .

Nous n'oublierons pas de remercier  
aussi toutes les personnes qui ont participé de près  
ou de loin à l'élaboration du tirage de cette étude .

A MES PARENTS

MOHAMADI TAYEB .

A MES PARENTS ET A MA  
FEMME ET MON FILS ...

OUBRAHAM YUCEF .

## PLAN DE L'ETUDE

INTRODUCTION.....	PAGE 1
BUT DU PROJET.....	" 3
GENERATEUR DE DENTS DE SCIE.....	" 4
ECHANTILLONNEUR.....	" 12
AMPLIFICATEUR DE COURANT.....	" 17
MULTIPLICATEUR.....	" 21
AFFICHAGE.....	" 27
REALISATION ET ETUDE D'UNE MANIPULATION.....	" 35
CONCLUSION.....	" 43
ANNEXE I: UJT.....	" A-1
ANNEXE II: $\mu$ A 710.....	" A-5
ANNEXE III: $\mu$ A 709.....	" A-11
ANNEXE IV: ETUDE DU GALVANO- METRE A CADRE MOBILE.....	" A-17

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

x Dans le cas le plus général la puissance active consommée en monophasé par un récepteur ou fournie par un générateur, est définie comme étant la valeur moyenne de la puissance instantanée qui s'écrit :

$$p = \frac{1}{KT} \int_{t_1}^{t_1 + kT} u \cdot i \, dt$$

dans le cas de phénomènes périodiques, u et i sont les valeurs instantanées du courant et de la tension fonctions toutes les deux du temps t.

Dans l'état actuel de la technique, on utilise des wattmètres à deux circuits (l'un dit fil fin, l'autre dit fil gros), des dispositifs utilisant l'effet Hall, des appareils thermiques, enfin des systèmes électroniques divers.

Les mesures deviennent délicates, même en régime sinusoïdal, si l'on étudie des circuits à très faible facteur de puissance.

x Par ailleurs, la plupart des wattmètres courants ne permettent pas d'effectuer des mesures dans une gamme importante de fréquences ou si des harmoniques du fondamental interviennent (u et i non sinusoïdaux).

Analyse de quelques wattmètres courants

La méthode la plus simple pour la mesure des puissances est de se ramener à une mesure de tension ou à une mesure de courant.

C'est en particulier le cas lorsqu'on veut mesurer la puissance d'un générateur, on le fait débiter sur une résistance connue ; on mesure  $V^2/R$  ou  $RI^2$ .

a) Wattmètre électrodynamique

- calibres allant jusqu'à quelques dizaines d'ampères et de volts.
- fréquence limitée à une valeur de l'ordre de 1 KHZ
- assez fragile mais fidèle.

b) Wattmètre thermique

L'élément de mesure est un thermocouple

- une première limitation est que le wattmètre thermique doit être étalonné avec un autre wattmètre.
- il est relativement lent
- peut être affecté par la température.

c) Wattmètre électrostatique

- large bande de mesure
- mais relativement insensible
- nécessite un blindage pour éliminer l'influence de particules chargées se trouvant dans le voisinage.
- déplacement faible
- mécanisme délicat.

d) Wattmètre à thermistance ou à bolomètre

- puissance mesurée : 0,1 mW à quelques dizaines de mW.
- sensibles aux surcharges (principalement les bolomètres)
- utilisation en HF

e) Wattmètre calorimétrique

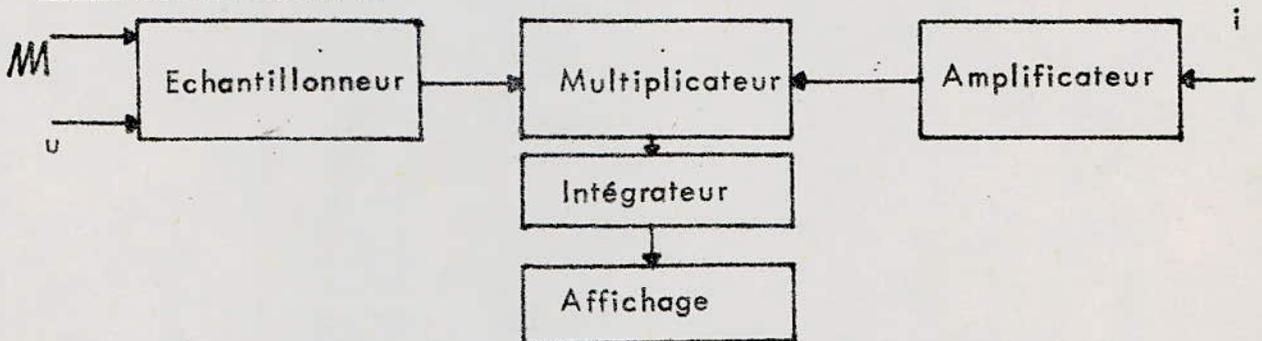
- puissance mesurée : 10 mW à 10 W
- utilisation depuis le continu jusqu'aux hautes fréquences
- inertie thermique non négligeable .

## BUT DU PROJET

Il s'agira d'étudier et de réaliser un dispositif simple permettant de palier à ces inconvénients.

Le dispositif permettra de mesurer la puissance électrique véhiculée par un circuit quelque soit la forme d'onde du courant et (ou) de la tension.

### Principe suggéré

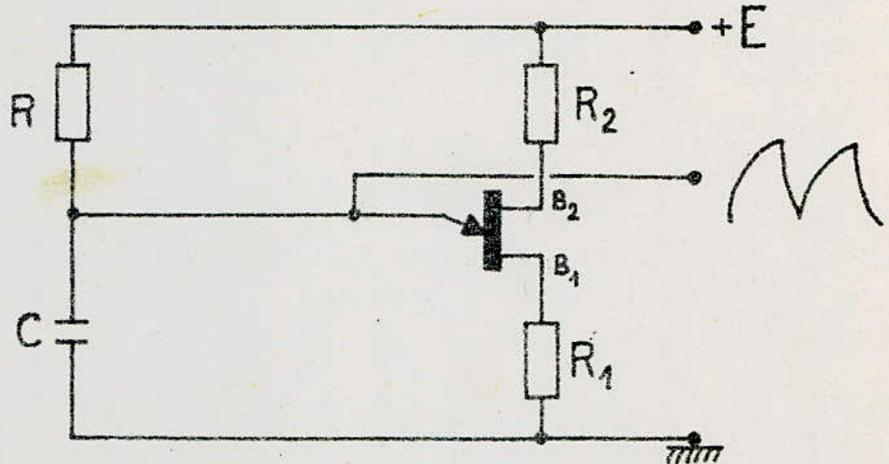


- L'échantillonneur délivre à l'une des entrées du multiplicateur des portes ou signaux rectangulaires proportionnels à la valeur instantanée de la tension  $u$ .
- L'amplificateur fournit à l'autre entrée du multiplicateur des signaux proportionnels à la valeur instantanée du courant  $i$ .
- Le signal de sortie du multiplicateur est tel qu'intégré par l'intégrateur, qu'il soit proportionnel à la valeur quasi instantanée de la puissance électrique.

Chapitre I

GENERATEUR DE DENTS DE SCIE

I - Schéma de principe du circuit



Le fonctionnement du circuit repose sur la charge et la décharge alternées d'un condensateur commandées par un transistor unijonction.

Au moment de la mise sous tension, le condensateur C se charge exponentiellement à travers la résistance R.

Quand la tension V aux bornes du condensateur atteint la tension de pic  $V_p$  de l'unijonction, le condensateur se décharge très rapidement dans l'espace émetteur-base 1, et la tension V retombe à la tension de vallée  $V_v$ . On recueille donc sur l'émetteur de l'unijonction des dents de scie de forme exponentielle (voir principe de fonctionnement de l'UJT annexe 1).

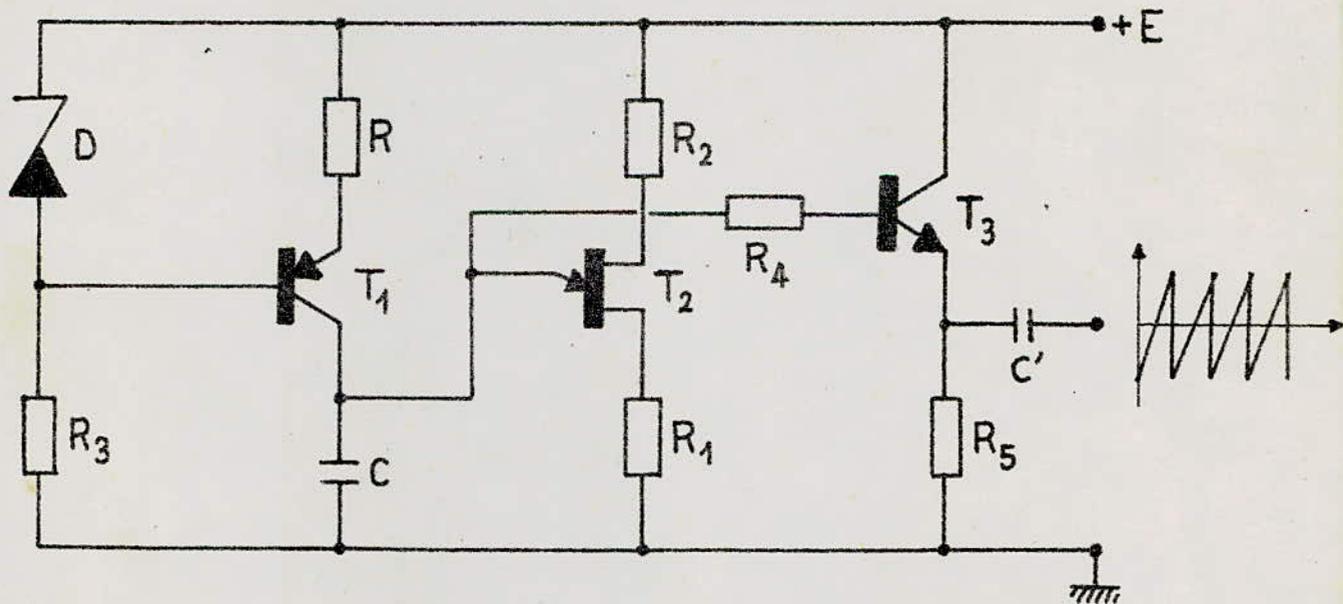
Pour linéariser les dents de scie, il faut maintenir constant le courant i chargeant le condensateur, pendant toute la durée d'une période. On y parvient en incorporant un transistor monté en base commune entre la résistance R et le condensateur C. Le courant de charge est fourni non plus par une résistance, mais par le transistor.

Le potentiel de base de ce transistor étant fixé par la résistance  $R_3$  et la chute de tension aux bornes de la diode Zener (figure ci-après).

Ainsi le potentiel d'émetteur est fixé. Donc aussi la chute de tension aux bornes de  $R$  ainsi que le courant qui traverse cette résistance. Comme ce courant n'est autre que le courant d'émetteur de  $T_1$ , il devient aussi son courant de collecteur, c'est-à-dire finalement le courant de charge du condensateur  $C$ , qui reste constant.

On obtient ainsi des dents de scie à croissance linéaire.

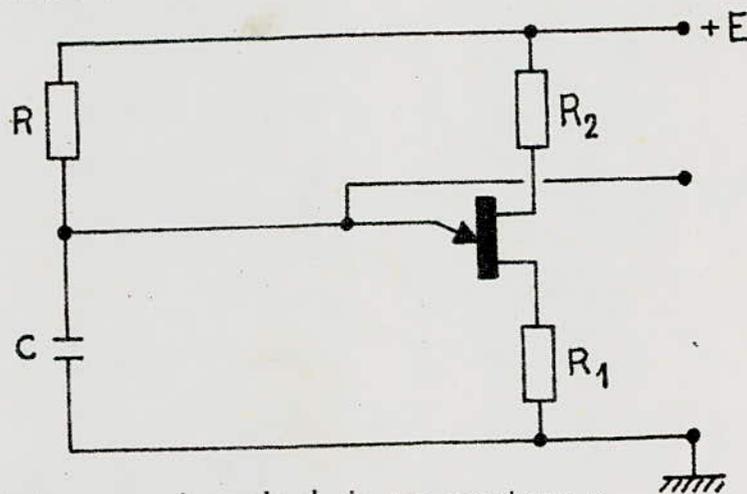
MONTAGE ADOPTE



Les dents de scie, prélevées sur l'émetteur de  $T_2$  sont transmises à travers la résistance  $R_4$  à la base de  $T_3$  monté en collecteur commun. On les retrouve donc à basse impédance sur l'émetteur de  $T_3$ . En effet, les dents de scie vont attaquer un autre étage de résistance notable (l'échantillonneur), celui-ci consommera un certain courant ; il faudra donc disposer de ces dents de scie sous une très faible impédance interne. Ainsi on pourra les utiliser pour attaquer l'échantillonneur sans les perturber d'une façon notable. C' permet d'éliminer la composante continue et donc d'aligner les dents de scie par rapport au zéro.

## II Calcul du circuit et choix des éléments

A - Schéma de base :



- Formules utilisées pour le calcul de ce montage :

$$V_p = \eta V_{BB} + 200/T_i$$

$$0,4 \leq \eta \leq 0,8$$

$$200/T_i \approx 0,7 \text{ V}$$

$$V_v \neq V_p / 4$$

$$\frac{E - V_v}{i_v} < R < \frac{E - V_p}{i_p}$$

$$R_2 = R_{BB} \frac{0,4}{\eta E}$$

$$R_1 \text{ tq : } R_1 C \ll R_{\min.} C \quad \Rightarrow \quad R_1 \ll R_{\min.}$$

On peut prendre  $R_1 = R_{\min.} / 50$  (temps de retour des dents de scie très faible devant le temps de balayage).

Les données du constructeur pour le transistor unijonction 2N2646 sont les suivantes :

$$P_T = 30 \text{ W} \quad R_{BB} = 9,1 \text{ K}\Omega \quad I_v = 4 \text{ mA}_{\min.} \quad I_p = 5 \mu\text{A}_{\max.}$$

$\eta$  est tq.  $0,4 \leq \eta \leq 0,8$  Nous prendrons  $\eta = 0,6$  qui est une valeur moyenne.

- Ce qui nous donne pour  $R_2$  :

$$R_2 = R_{BB} \cdot 0,4 / \eta E = (9,1 \cdot 0,4 / 0,6 \cdot 12) \text{ K}\Omega \approx 500 \Omega$$

$$R_2 = 500 \Omega$$

- Calcul de  $V_p$  :

$R_1$  est négligeable devant  $R_2$  et  $R_{BB}$ .

Ce qui nous donne :

$$E / (R_2 + R_{BB}) \approx V_{BB} / R_{BB} \quad \Rightarrow \quad V_{BB} = (R_{BB} / (R_2 + R_{BB})) \cdot E \approx E = 12 \text{ V}$$

$$V_p = \eta V_{BB} + 200 / T_j = 0,6 \cdot 12 + 0,7 = 7,9 \text{ V} \approx 8 \text{ V}$$

$$V_p = 8 \text{ V}$$

- Comme  $V_v \# V_p/4$

$$V_v \# 2V$$

-Calcul de R.

$$(E - V_v)/i_v < R < (E - V_p)/i_p$$

$$(10/4) \cdot 10^3 < R < (4/5) \cdot 10^6$$

Donc

$$R_{\min.} = 2,5K\Omega$$

$$R_{\max.} = 800K\Omega$$

On a pris

$$R = 5K\Omega$$

-Calcul de  $R_1$  :

On a vu que  $R_1 \ll R_{\min.}$

Comme on a pris  $R_1 = R_{\min.}/50$

$$R_1 = (2,5/50) \cdot 10^3 = 50\Omega$$

On a pris :

$$R_1 = 30\Omega$$

- Calcul de la capacité C .

Le matériel mis à notre disposition ne nous a pas permis de monter très haut en fréquence, ce qui nous a contraint à limiter la fréquence du signal à échantillonner à 10 KHz pour avoir des résultats satisfaisants.

Par conséquent, pour faire des mesures correctes, nous avons choisi une

fréquence d'échantillonnage (fréquence des dents de scie) cinq fois supérieure (théorie de l'échantillonnage).

Fréquence des dents de scie = 50 KHz

La formule donnant la fréquence des dents de scie nous permet de calculer la capacité C.

$$F = 1 / T = 1 / (2,3 R \log . 1 / (1 - \eta))$$

$$C = T / (2,3 R \log . 1 / (1 - \eta))$$

$$F = 50 \text{ KHz} \quad T = 20 \mu\text{s}$$

$$C = 20 \cdot 10^{-6} / 2,3 \cdot 5 \cdot 10^3 \log . 1 / 0,2$$

$$C = 2 \text{ nF}$$

En pratique il nous a fallu mettre une capacité  $C = 1,3 \text{ nF}$ , qui nous a donné une fréquence de dents de scie de 48 KHz

Les éléments utilisés sont les suivants:

$$\text{Transistors: } T_1 = 2N2907 \quad T_2 = 2N2646 \quad T_3 = 2N2222$$

Diode : Diode zener BZX - 3V

$$\text{Résistances : } R = 4,7 \text{ K}\Omega \quad R_1 = 33\Omega \quad R_2 = 470\Omega \quad R_3 = 2,7 \text{ K}\Omega$$

$$R_4 = 4,7 \text{ K}\Omega$$

$$\text{Capacités : } C = 1,3 \text{ nF} \quad C' = 100 \mu\text{F}$$

### III Mesures effectuées sur le montage

Le montage a été mis à l'épreuve pendant huit heures de suite.

Des mesures ont été relevées toutes les heures :

La fréquence a été mesurée à l'aide d'un fréquencemètre numérique :

les résultats étaient identiques

Fréquence des dents de scie : 48 KHz

Amplitude des dents de scie :

$$A = V_p - V_v = 8V - 2V = 6V$$

Les mesures nous donnent :

$$A = 6,3 V$$

Temps de montée - Temps de retour

$$T = t_m + t_r$$

On doit avoir  $t_m \gg t_r$

on trouve :

$$t_m \approx 18,5 \mu s$$

$$t_r = 2,5 \mu s$$

On voit bien que  $t_m \gg t_r$

$$\Rightarrow t_m / t_r = 7,4$$

Pour une capacité de 680 pF

$$A = 6,3 V$$

$$F = 110 KHz$$

$$t_m = 7 \mu s$$

$$t_r = 2 \mu s$$

$$\Rightarrow t_m / t_r = 7/2 = 3,5$$

Nous voyons que le temps de retour n'est plus négligeable .

Pour une capacité de 47 nF

$$A = 6,3 V$$

$$F = 1,14 KHz$$

$$t_m = 0,88 ms$$

$$t_r \neq 0$$

$$\Rightarrow t_m / t_r \simeq \infty$$

Remarque :

Nous obtenons dans ce cas des dents de scie très proches de la perfection ; malheureusement la fréquence est trop faible pour pouvoir être utilisée dans notre réalisation .

ECHANILLONNEURI - Principe

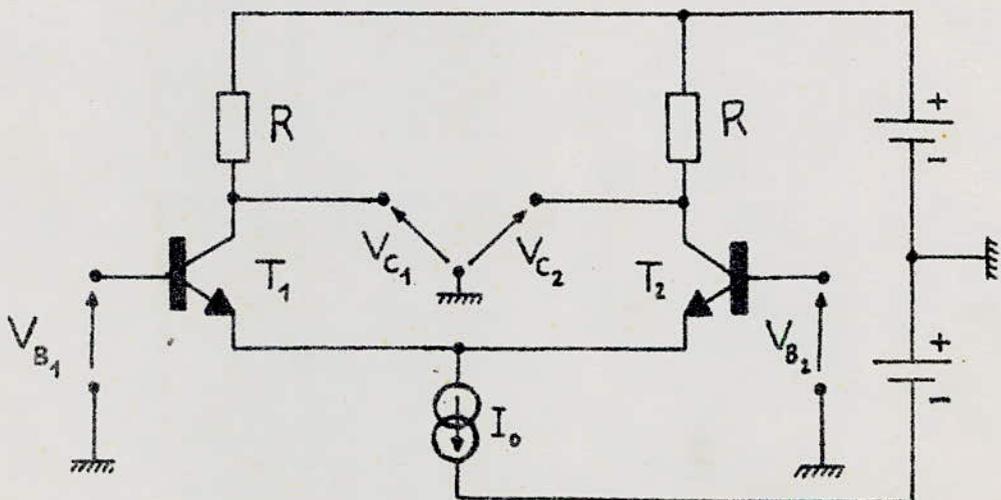
On utilise un circuit comparateur.

Le comparateur a pour tâche de comparer deux signaux et d'indiquer à chaque instant si l'un est plus grand ou plus petit que l'autre. De ce fait, le signal de sortie ne doit essentiellement occuper que deux niveaux : haut ou bas.

La fonction de transfert d'un comparateur affecte en conséquence, une forme particulière et doit se révéler la plus abrupte possible au moment de la transition.

II - Schéma de principe

L'idée première qui nous est venue pour réaliser ce comparateur était d'utiliser un amplificateur différentiel dont le schéma est le suivant :



Nos deux signaux à comparer sont d'une part les dents de scie et de l'autre un signal quelconque que l'on se propose d'échantillonner.

Pour faciliter le raisonnement, on prend comme signal à échantillonner une sinusoïde.

Les deux signaux attaquent les bases des deux transistors l'un en  $B_1$ , l'autre en  $B_2$ .

Soit  $A$  le gain de l'amplificateur différentiel. A la sortie on a :

$$V_{C_1} - V_{C_2} = A (V_{B_1} - V_{B_2})$$

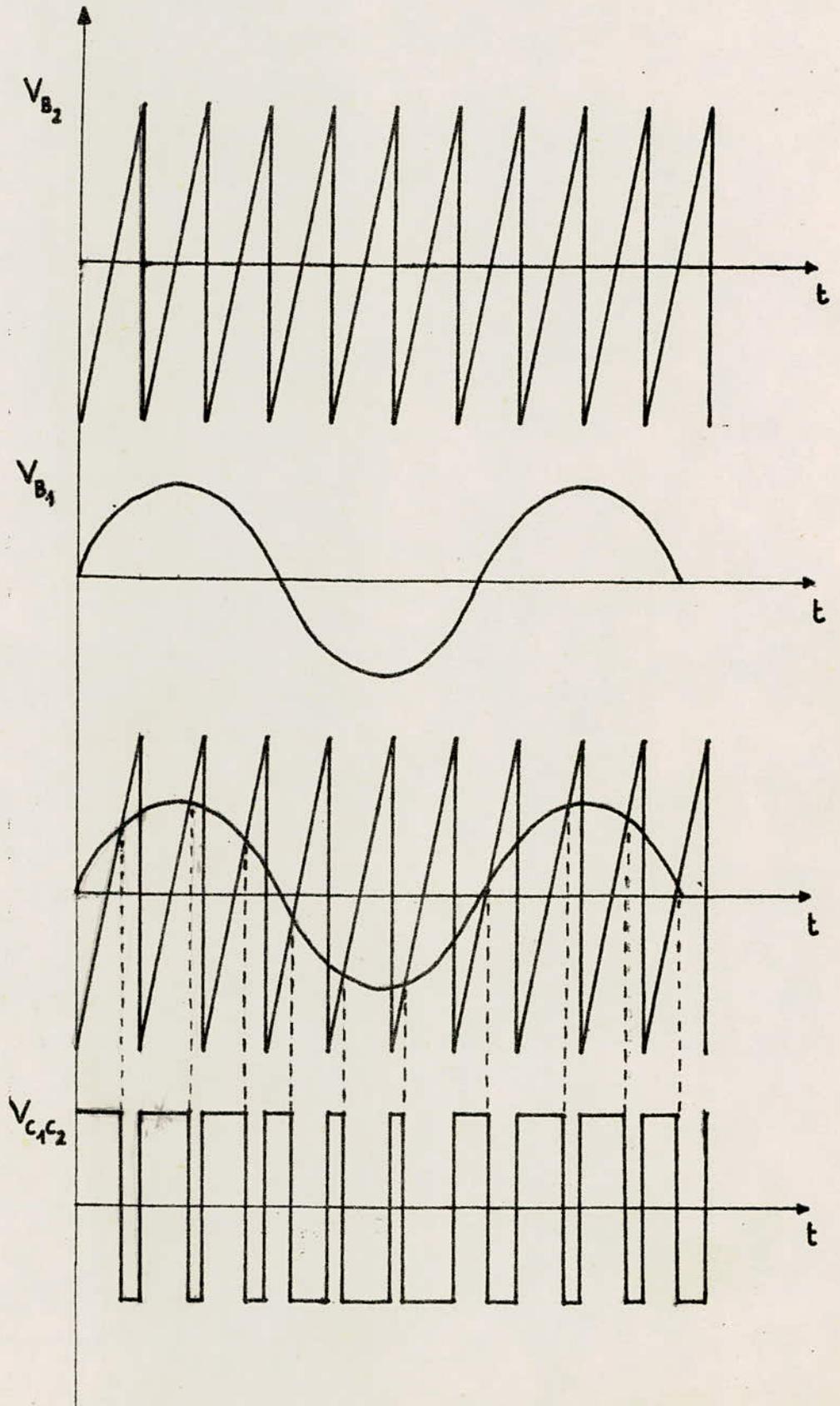
$$\text{si } V_{B_1} > V_{B_2} \implies V_{C_1} - V_{C_2} > 0 \quad \underline{\text{niveau haut}}$$

$$\text{si } V_{B_1} < V_{B_2} \implies V_{C_1} - V_{C_2} < 0 \quad \underline{\text{niveau bas}}$$

$$\text{Si } V_{B_1} = V_{B_2} \quad V_{C_1} - V_{C_2} = 0$$

Les gains des deux transistors sont supposés très grands de façon qu'une faible tension à l'entrée les sature rapidement.

Ce qui explique le fait qu'on obtient en sortie des créneaux dont l'intervalle varie en fonction de l'amplitude du signal à échantillonner (voir le graphe suivant).



### III - Réalisation de l'échantillonneur :

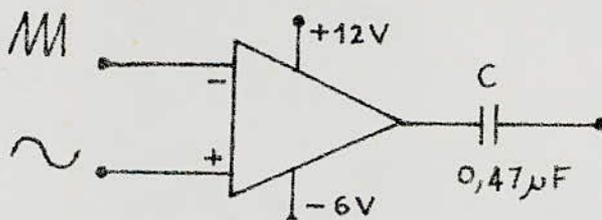
Pour avoir un bon échantillonnage, notre amplificateur doit répondre aux conditions suivantes :

- transistors parfaitement identiques ce qui permet de tirer profit de la symétrie du circuit.
- Gain élevé (saturation rapide)
- temps de réponse rapide.

Toutes ces conditions nous ont amené à utiliser un circuit intégré, plutôt qu'un amplificateur différentiel qui ne satisfait pas entièrement les conditions citées plus haut.

Notre choix s'est porté sur un  $\mu A 710$ , d'une part répondant à peu près à ces conditions et d'autre part étant le seul disponible. Son circuit de base est un amplificateur différentiel. L'analyse du schéma du  $\mu A 710$  est à l'annexe II.

### IV - Réalisation pratique et mesures :



C est une capacité de liaison.

Amplitude des dents de scie à l'entrée : 6,4 V crête à crête.

Amplitude du signal (sinusoïde) : 4 V crête à crête max.

Pour un bon échantillonnage l'amplitude du signal à échantillonner doit être inférieure à celle des dents de scie.

Des essais ont été faits avec différentes fréquences.

L'échantillonneur fonctionne jusqu'à 100 KHz, mais l'échantillonnage est de très mauvaise qualité ceci est du au fait que la fréquence des dents de scie a été fixée à 50 KHz.

D'après la théorie de l'échantillonnage la fréquence du signal à échantillonner doit être au maximum égale au cinquième de la fréquence du signal échantillonneur.

C'est pour cela qu'on a limité la fréquence du signal à échantillonner à 10 KHz  $(f_e \geq 5 f_s)$

Pour pouvoir monter en fréquence, il suffit d'augmenter la fréquence des dents de scie dans le rapport cité plus haut.

Les éléments utilisés dans la réalisation de notre générateur de dents de scie ne nous ont pas permis de monter plus haut en fréquence sans une altération non négligeable de la qualité des dents de scie (voir chap. 1, mesure).

Amplitude des créneaux :

1,5V crête à crête

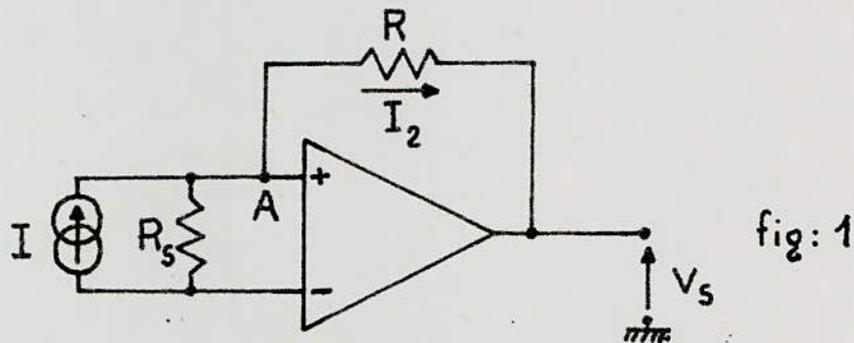
temps de montée : 0,5  $\mu$ S

temps de descente : 0,5  $\mu$ S

Chapitre III

AMPLIFICATEUR DE COURANT

1 - Schéma de principe :



Soit  $A_v$  le gain de l'amplificateur opérationnel supposé infini, en pratique très grand.

1) - La tension de sortie  $V_s$  est donnée par :

$$V_s = A_v (e_1 - e_2)$$

$$e_1 - e_2 = \frac{V_s}{A_v}$$

comme  $V_s$  doit être fini et  $A_v$  étant infini nous en déduisons que

$$\boxed{e_1 = e_2}$$

donc les deux bornes de  $R_s$ , résistance de sortie du générateur de courant, sont au même potentiel ce qui veut dire qu'aucun courant ne traverse  $R_s$ .

2) - L'impédance d'entrée d'un amplificateur opérationnel est supposée infinie, en pratique très grande.

Donc le courant issu du générateur passera, à peu de choses près, à travers la résistance R

d'où

$$I_2 = I$$

- De ces deux propriétés nous tirons la relation qui lie  $V_s$  à  $I$ .

Le point A étant à la masse (fig. 1), la tension  $V_s$  se retrouve aux bornes de R.

donc

$$V_s = RI$$

Nous en concluons que ce montage donne à sa sortie une tension proportionnelle au courant d'entrée, d'où son appellation d'amplificateur de courant.

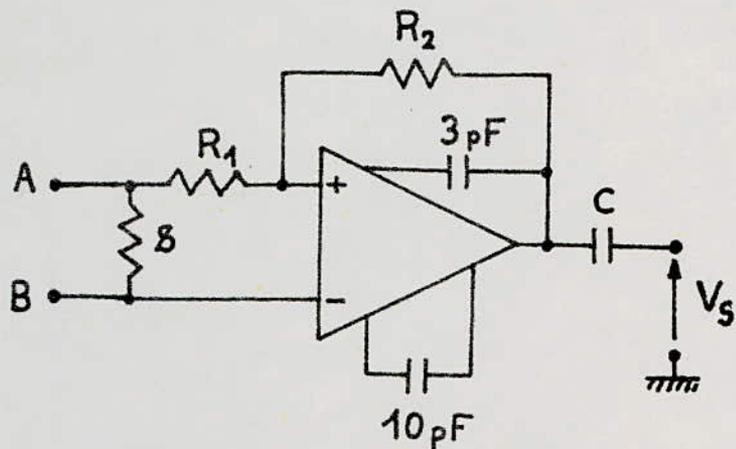
## II - Réalisation pratique et choix des éléments

Nous avons utilisé comme amplificateur opérationnel un circuit intégré S N 74709 dont l'équivalent est le  $\mu A$  709 (voir annexe III).

Ses applications sont diverses : servocommande, instrumentation à bas niveau, génération de fonctions linéaires ou non etc...

Ses caractéristiques sont les suivantes :

- gain très grand en tension : 45.000
- impédance d'entrée : 700 K  $\Omega$
- impédance de sortie : 150  $\Omega$
- polarisation :  $\pm 12$  V

1) - Schéma pratique

Un Shunt  $S$  est placé en série avec une résistance  $R_1$  aux bornes des deux entrées de l'amplificateur de courant.

Ce Shunt  $S$ , qui, lors d'une mesure, sera placé en série avec la charge où débitera le générateur, est traversé de ce fait par le courant délivré par ce dernier. Il se produit donc une chute de tension à ses bornes qui sera amplifiée et donnera en sortie de l'amplificateur une tension proportionnelle au courant traversant le shunt.

- soit  $A$  le gain de l'amplificateur

- la chute de tension aux bornes de  $s$  est :

$$u = si$$

donc

$$V_s = A u = Asi = Ki$$

$V_s = Ki$	$K = As$
------------	----------

2) - Choix des éléments

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

$$R_1 = 100 \Omega$$

$$R_2 = 50 \Omega$$

$$S = 1 \Omega$$

.../...

- Une compensation en fréquence a été effectuée aux bornes du SN 74 709 prévues à cet effet à l'aide de deux capacités  $C_1$  et  $C_2$  dont les valeurs ont été fixées grâce aux caractéristiques de compensation en fréquence données par le constructeur :

$$C_1 = 10 \text{ pF}$$

$$C_2 = 3 \text{ pF}$$

### III - Mesures expérimentales :

- en fréquence il monte à plus de 1 Mhz ce qui dépasse largement la bande de fréquence dans laquelle il doit amplifier .
- le courant maximum d'entrée qu'il amplifie sans aucune distorsion est de : 0,37 A

Chapitre IV

MULTIPLICATEUR

I - Principe :

Nous voulons mesurer une puissance moyenne donnée par la formule générale :

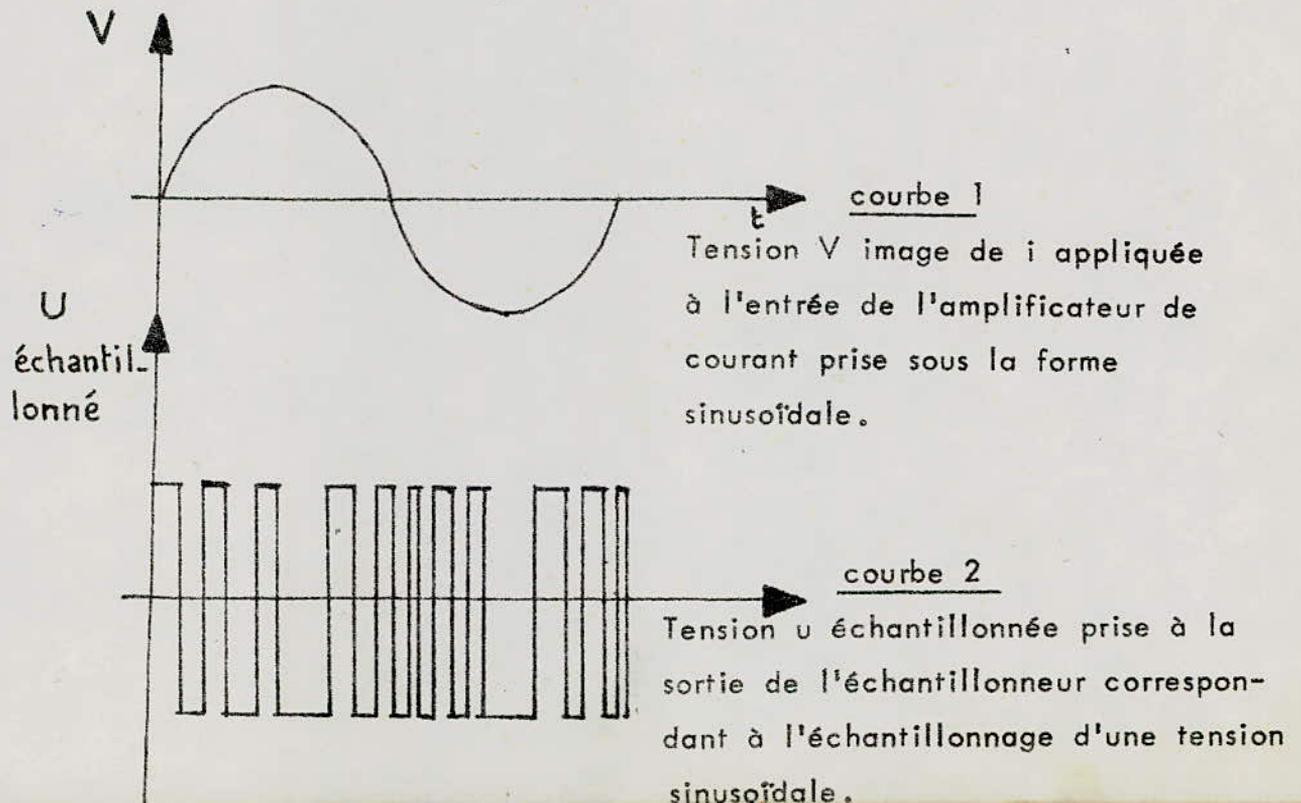
$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt$$

nous avons donc besoin d'effectuer le produit  $u i$  .

D'après l'étude précédente, le signal délivré par l'échantillonneur est une suite de créneaux dissymétriques dont la durée est proportionnelle à l'amplitude de la tension appliquée à l'échantillonneur à un instant donné.

D'autre part la tension délivrée par l'amplificateur de courant est l'image du courant appliqué à l'entrée de ce dernier.

Nous avons donc deux signaux, l'un représentant la tension, l'autre le courant.

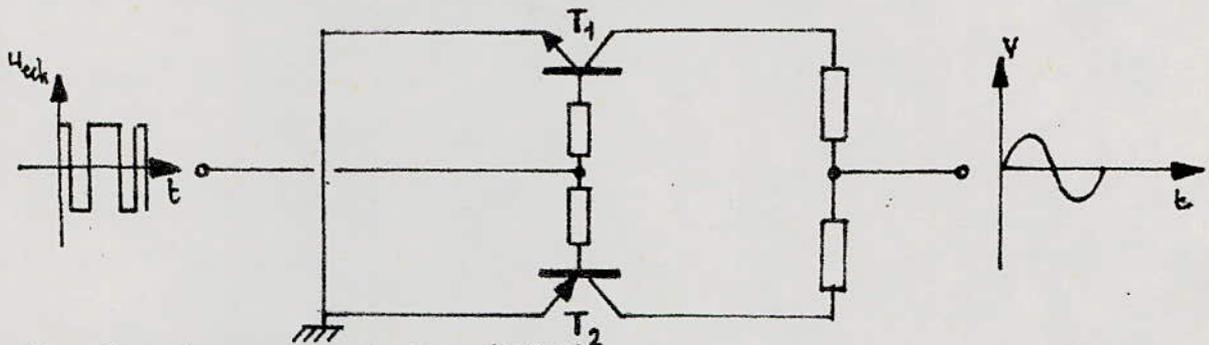


Utilisons le signal de l'échantillonneur pour commander le blocage et la saturation de deux transistors complémentaires (NPN et PNP) en injectant ce signal par les bases.

Considérons un instant où l'échantillonneur délivre le niveau haut : celui-ci sature le transistor NPN et bloque le transistor PNP.

Appliquons simultanément le signal de sortie de l'amplificateur de courant sur les deux collecteurs :

Etude du fonctionnement des deux transistors



A - fonctionnement de T<sub>1</sub> (NPN)

on a quatre cas possibles :

- a)  $V_c > 0$        $V_B > 0 \Rightarrow T_1$  saturé  $\Rightarrow V_{CE} \neq 0$
- b)  $V_c > 0$        $V_B < 0 \Rightarrow$  la diode BE est en inverse  $\Rightarrow T_1$  bloqué  
 $V_{CE} \neq V_c$
- c)  $V_c < 0$        $V_B > 0$     la jonction BE est passante de même pour  
la jonction BC     $V_{CE} \neq 0$
- d)  $V_c < 0$        $V_B < 0$     la jonction BE est en inverse     $V_{CE} \neq 0$   
 $T_1$  bloqué     $V_{CE} \neq V_c$

soit en résumé :

$V_B > 0$	$\Rightarrow$	$V_{CE} \neq 0$
$V_B < 0$	$\Rightarrow$	$V_{CE} \neq V_c$

B - fonctionnement de  $T_2$  (PNP)

à l'aide du même raisonnement, on aboutit aux résultats suivants :

$$\begin{array}{l} V_B > 0 \implies V_{CE} \neq V_C \\ V_B < 0 \implies V_{CE} \neq 0 \end{array}$$

C - tension aux bornes des deux collecteurs :  $V_{C_1C_2}$

$$V_{C_1C_2} = V_{C_1E} + V_{EC_2}$$

$$\text{si } V_B > 0 \quad V_{C_1E} \neq 0 \quad V_{EC_2} \neq V_C$$

$$V_{C_1C_2} = V_C$$

$$\text{si } V_B < 0 \quad V_{C_1E} \neq V_C \quad V_{EC_2} \neq 0$$

$$V_{C_1C_2} = -V_C$$

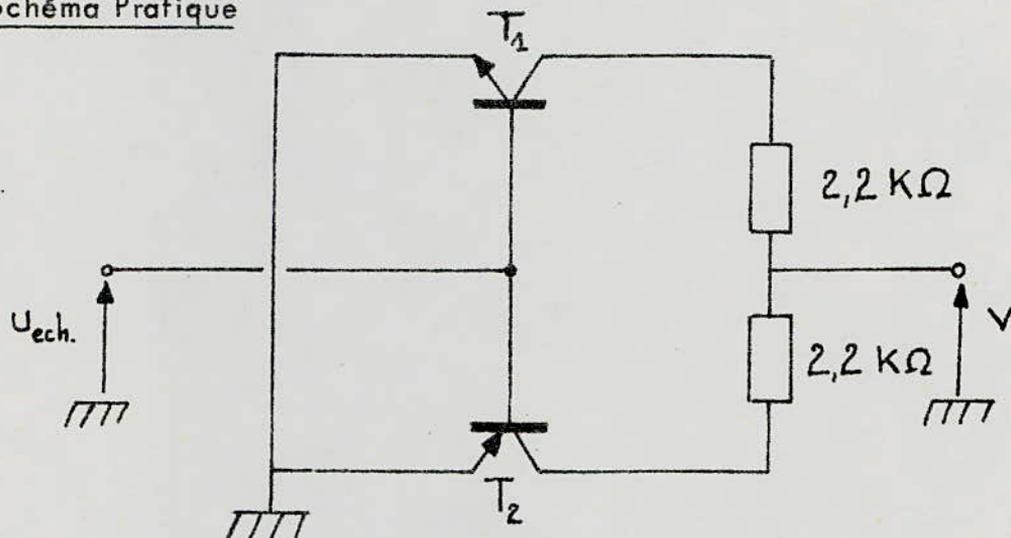
donc :

$$\begin{array}{l} V_B > 0 \quad \text{ou} \quad V_B < 0 \\ V_{C_1C_2} = \pm V_C \end{array}$$

Or les créneaux appliqués sur les bases ont une durée proportionnelle à la tension instantanée et la tension appliquée sur les collecteurs est proportionnelle au courant.

$V_{C_1C_2}$  sera donc la tension échantillonnée de la puissance  $u_i$ .

## II Schéma Pratique



Les deux transistors utilisés sont complémentaires

$T_1$  : BC 142                       $T_2$  =, BC 143 .

Leurs caractéristiques sont les suivantes :

$F_\alpha = 40 \text{ MHz}$                        $I_{cb0} \text{ à } V_{cmax} = 0,05 \mu\text{A}$

$V_{cB} = 2^v$        $I_c = 200 \text{ mA}$        $\beta = 20$

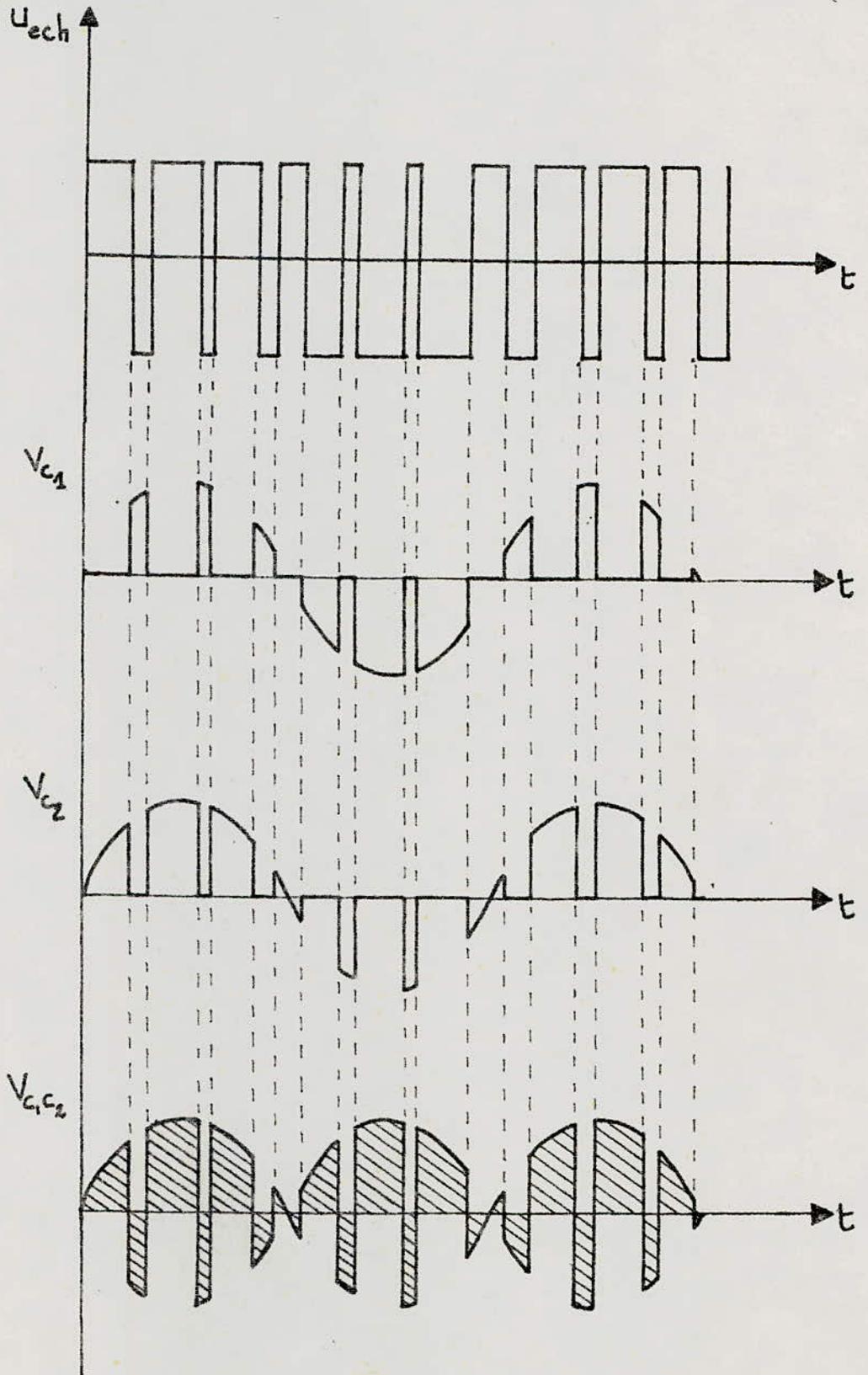
Les portions de surface hachurées sur la courbe  $V_{c1} c_2$  ont pour côtés d'une part en abscisse un segment proportionnel à l'amplitude de la tension et en ordonnée une amplitude variant proportionnellement au courant.

Donc ces portions de surface représentent des quantités proportionnelles au produit  $u_i$  à des instants différents.

Il sera aisé d'obtenir la puissance moyenne désirée en intégrant ces différentes surfaces sur une période.

Ce sera le but du prochain chapitre.

A - Formes des signaux sur les deux collecteurs



B - Résultats expérimentaux sur le multiplicateur.

Nous obtenons les résultats escomptés concernant la tension  $V_{c_1c_2}$  mais un phénomène transitoire, lié à la fréquence de **coupure** des transistors utilisés, apparaît entraînant une faible erreur sur les mesures qu'on aura à effectuer avec l'appareil réalisé.

- En effet la fréquence de coupure donnée par le constructeur est égale à 40MHZ.

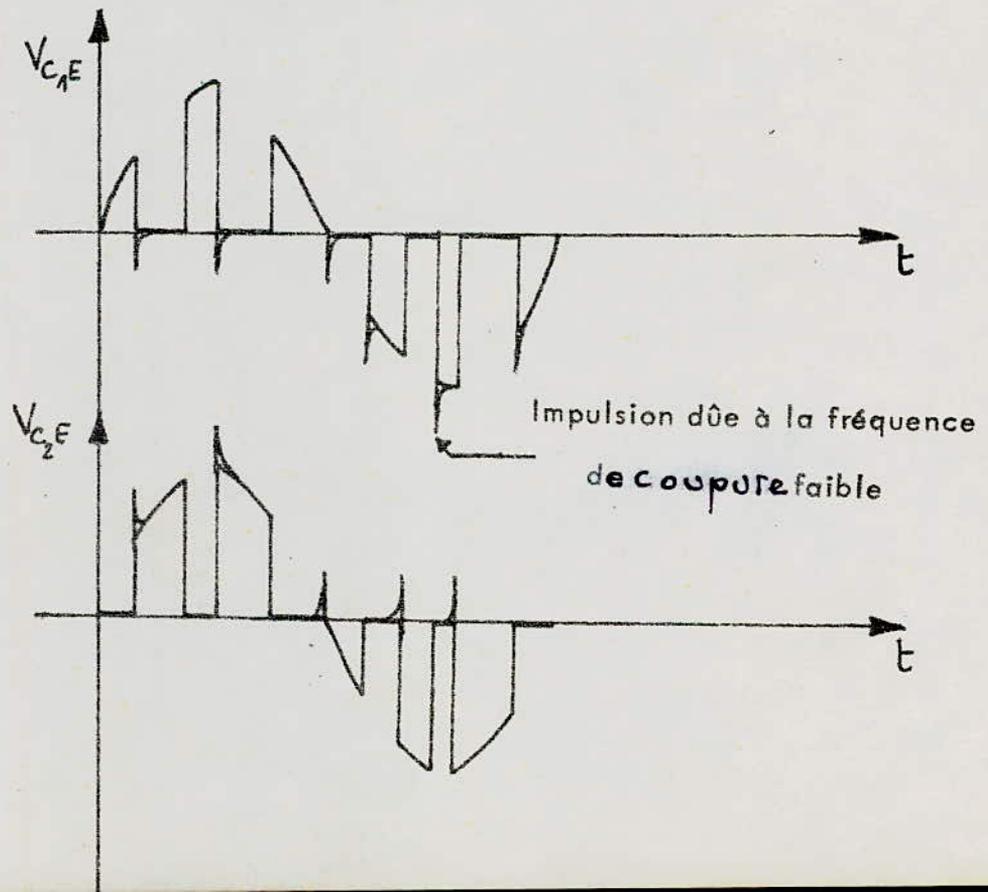
La fréquence de  $F_\beta$  sera donc donnée par :

$$F_\beta = F_\alpha / \beta = 40 / 20 = 2\text{MHZ.}$$

- Les créneaux qui attaquent les transistors ont un temps de montée mesuré à l'oscilloscope de  $0,5 \mu\text{s}$  correspondant à une fréquence de 2MHZ, donc égale à la fréquence de **coupure** des transistors.

d'où l'apparition de pointes aux instants où la courbe amorce un front raide.

Nous obtenons les courbes expérimentales suivantes :



## Chapitre V

### AFFICHAGE

#### I - Choix de l'élément afficheur

On a vu au chapitre précédent que le signal de sortie du multiplicateur donnait la puissance instantanée délivrée par le générateur. Il suffit donc de déterminer la surface limitée par le signal en question et les axes du repère; c'est-à-dire intégrer le signal pour avoir la puissance moyenne délivrée par le générateur. Il faut donc disposer, avant l'afficheur d'un intégrateur .

Nous avons évité la construction d'un tel étage en utilisant un afficheur qui remplit en même temps la fonction d'intégrateur: il s'agit d'un galvanomètre à cadre mobile .

EN effet le galvanomètre est sensible à la valeur moyenne de la grandeur électrique qui se trouve à ses bornes; si  $\alpha_{in}(t)$  est la grandeur d'entrée et si celle-ci est périodique de période T,  $\alpha_{out}$  grandeur de sortie sera donnée par :

$$\alpha_{out}(t) = (1/T) \int_0^T \alpha_{in}(t) dt$$

Nous avons bien une intégration à une constante près (1/T) de  $\alpha_{in}(t)$ .

Qualitativement ceci s'explique par le fait que le cadre mobile ne peut pas suivre les variations instantanées de la grandeur d'entrée à cause de son inertie .

Quantitativement l'étude dynamique et électrique du galvanomètre

à cadre mobile montre effectivement qu'il est sensible à la valeur moyenne de la grandeur d'entrée (voir annexe 4)

Remarque : Nous avons opté pour un affichage analogique mais l'affichage numérique a été envisagé au début de l'étude; le manque de matériel et de temps nous a fait revenir sur cette décision.

### II - Etalonnage du galvanomètre .

La mesure du courant délivré par le montage nous a imposé la sensibilité du galvanomètre . Nous avons pris un galvanomètre de 1 mA qui est de l'ordre de la sensibilité imposée.

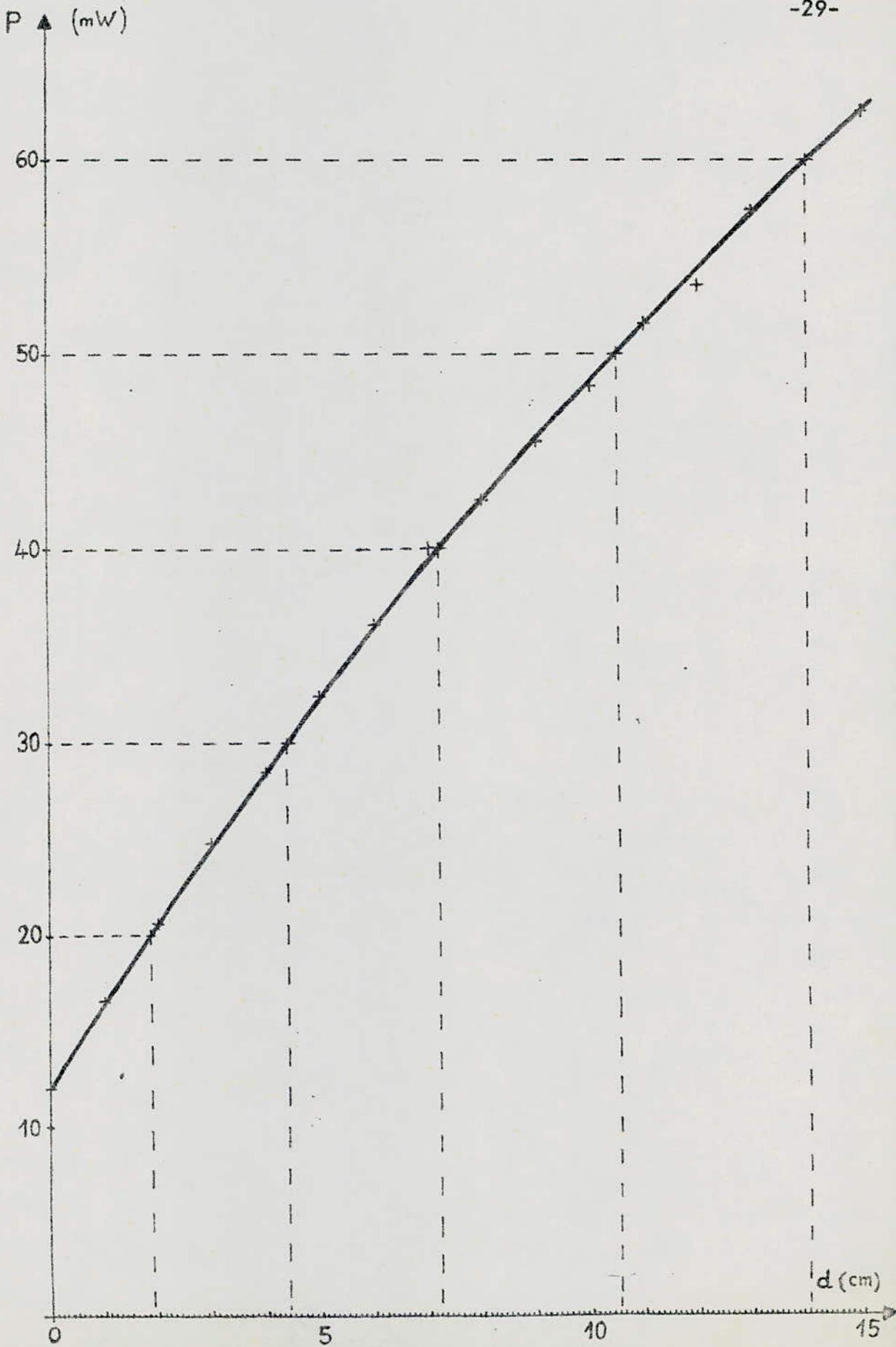
#### a) Méthode d'étalonnage :

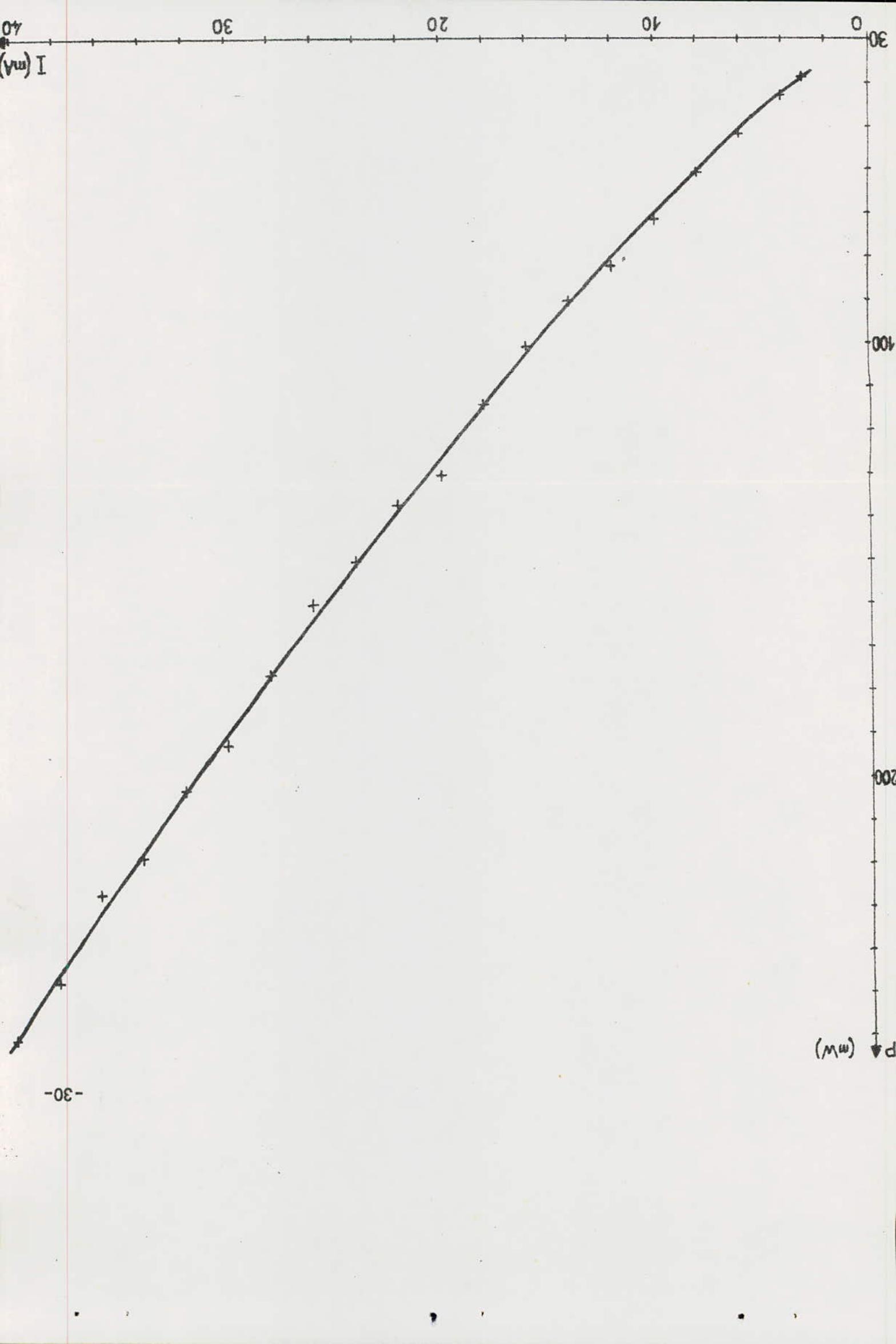
Nous avons pris un générateur qu'on a fait débiter sur une charge  $R$  . connaissant la tension se trouvant aux bornes du générateur (la même que celle se trouvant aux bornes de  $R$ ), la puissance consommée par cette résistance est égale à  $U^2/R$  .

Si nous faisons varier  $U$ , nous varions la puissance consommée par la résistance et ainsi à chaque position de l'aiguille, nous faisons correspondre la puissance délivrée par le générateur qui est connue puisque  $U$  et  $R$  sont connues.

Remarque : Le galvanomètre étant sensible au courant, parce qu'ayant une faible résistance d'entrée, la puissance  $U^2/R = RI^2$  nous donnera une échelle parabolique car  $P = F(I^2)$ .

Ce qui nous a obligé à étalonner toute l'étendue de l'échelle.





P (mW)

-31-

60

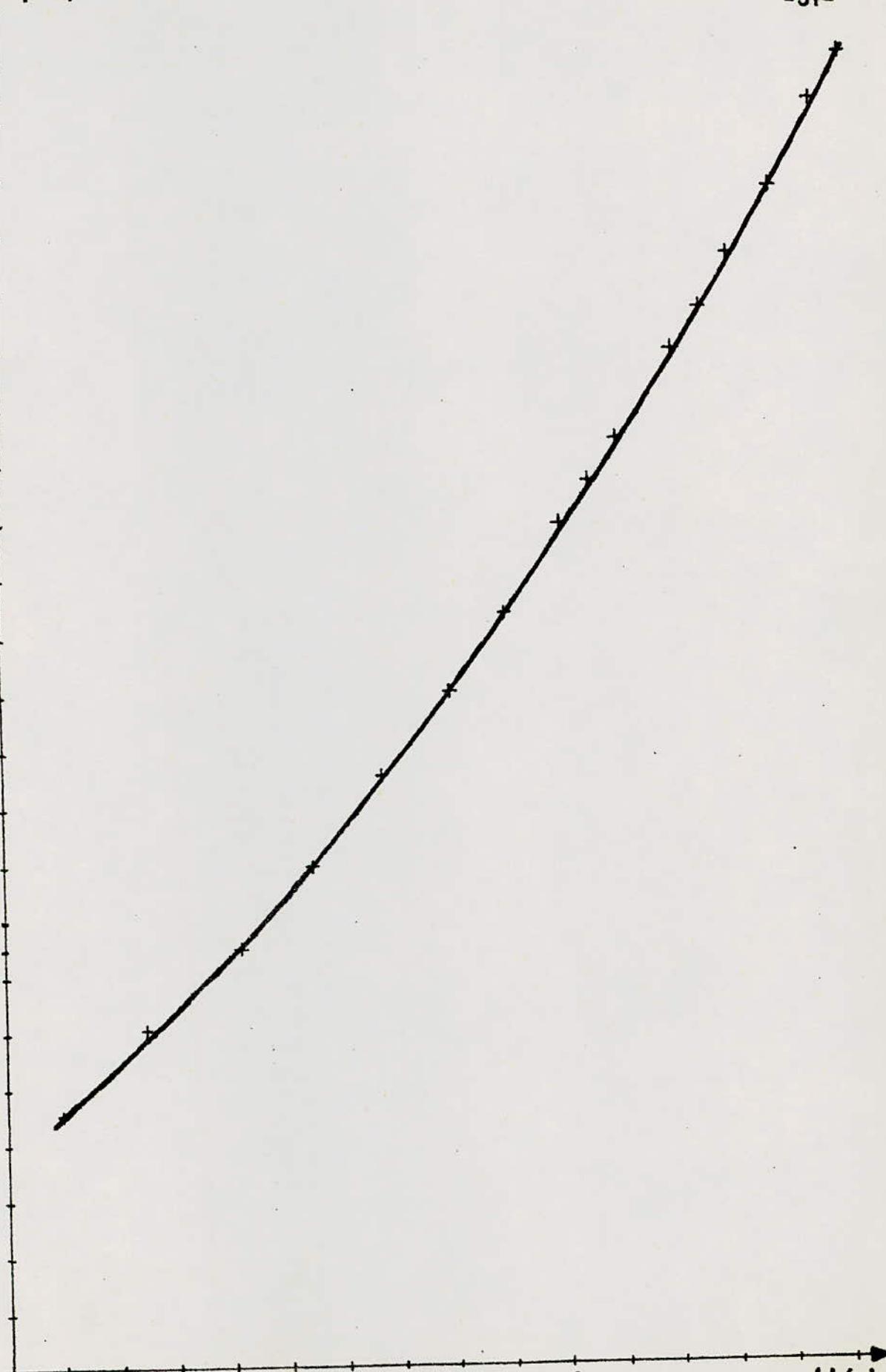
40

20

1

2

U (V)



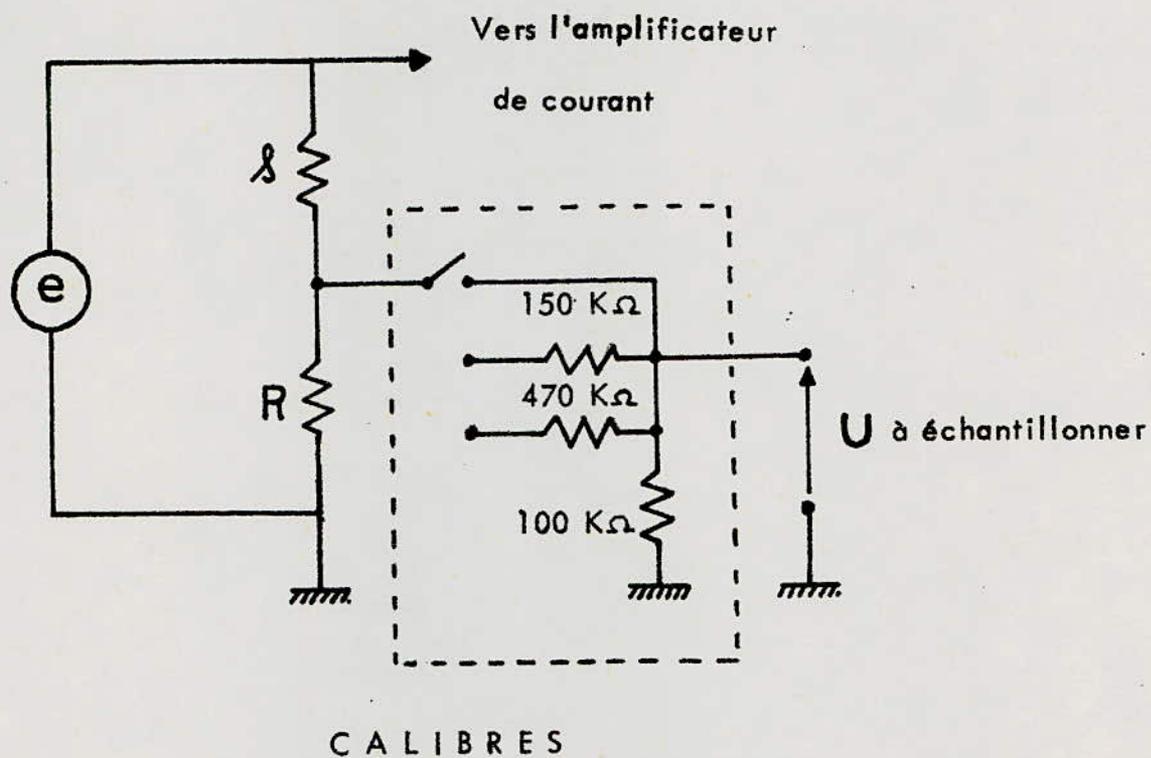
Nous voyons qu'avec cette échelle la puissance maximale qu'il est possible de mesurer est de 62,5 mW. Pour augmenter l'étendue de mesure nous avons utilisé deux calibres supplémentaires :

- Le premier nous permet de monter jusqu'à 125 mW. C'est-à-dire qu'on double la première échelle.
- Le second nous fait atteindre les 250 mW. C'est-à-dire qu'on quadruple la première échelle.

Il ne nous a pas été possible d'aller plus loin pour les raisons suivantes :

- Le générateur utilisé pour l'étalonnage ne fournit pas une puissance suffisante.
- Les résistances utilisées pour les calibres suivants auraient des valeurs importantes et par conséquent dissiperaient davantage vu leurs qualités, d'où une erreur non négligeable sur la mesure.
- L'augmentation de la tension entraîne une augmentation du courant; celui-ci atteint une valeur qui entraîne des distorsions (écrêtage) au niveau de l'amplificateur de courant (voir chapitre III)

Pour toutes ces raisons nous nous sommes limités à trois calibres dont le circuit est le suivant :



b) Estimation de l'erreur :

Cette erreur sera d'êe essentiellement à :

- 1) L'erreur d'êe à la classe du galvanomètre .
- 2) L'erreur d'êe à la classe du voltmètre utilisé pour la lecture de la tension .
- 3) L'erreur d'êe aux transitoires délivrées par le multiplicateur .
- 4) L'erreur sur la valeur de la charge .

Pour estimer cette erreur nous avons procédé de la façon suivante :

On a utilisé un wattmètre déjà étalonné . On a effectué plusieurs mesures alternativement avec ce wattmètre et celui que nous avons réalisé .

Nous trouvons à chaque fois une différence d'environ 10 % en tenant compte de l'erreur introduite par le wattmètre étalonné .

Donc : ERREUR = 10 %

c) Sensibilité :

On trouve expérimentalement que le wattmètre ne peut pas effectuer des mesures de puissances inférieures à 12 mW .

En effet nous avons mesuré le courant qui correspond à cette puissance et qui sert à faire dévier l'aiguille , nous l'avons trouvé égal environ à 1mA, ce qui correspond à la sensibilité du galvanomètre utilisé .

Donc : SENSIBILITE = 12 mW

## Chapitre VI

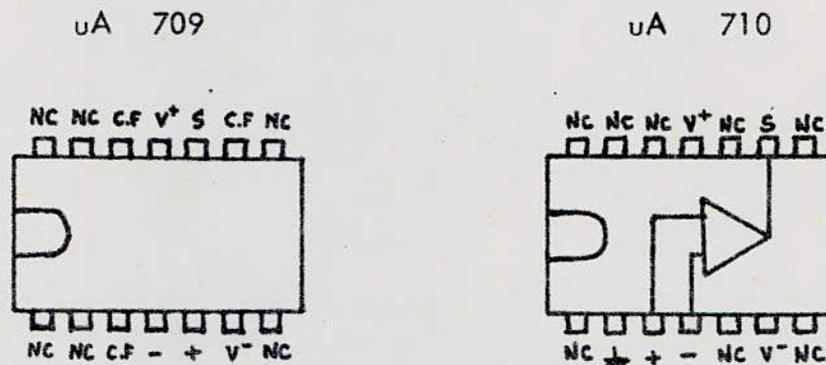
### REALISATION ET ETUDE D'UNE MANIPULATION

#### I- Réalisation :

##### A- Réalisation du circuit imprimé

Le schéma électrique du wattmètre est donné en page suivante .

Le brochage des circuits intégrés est le suivant :

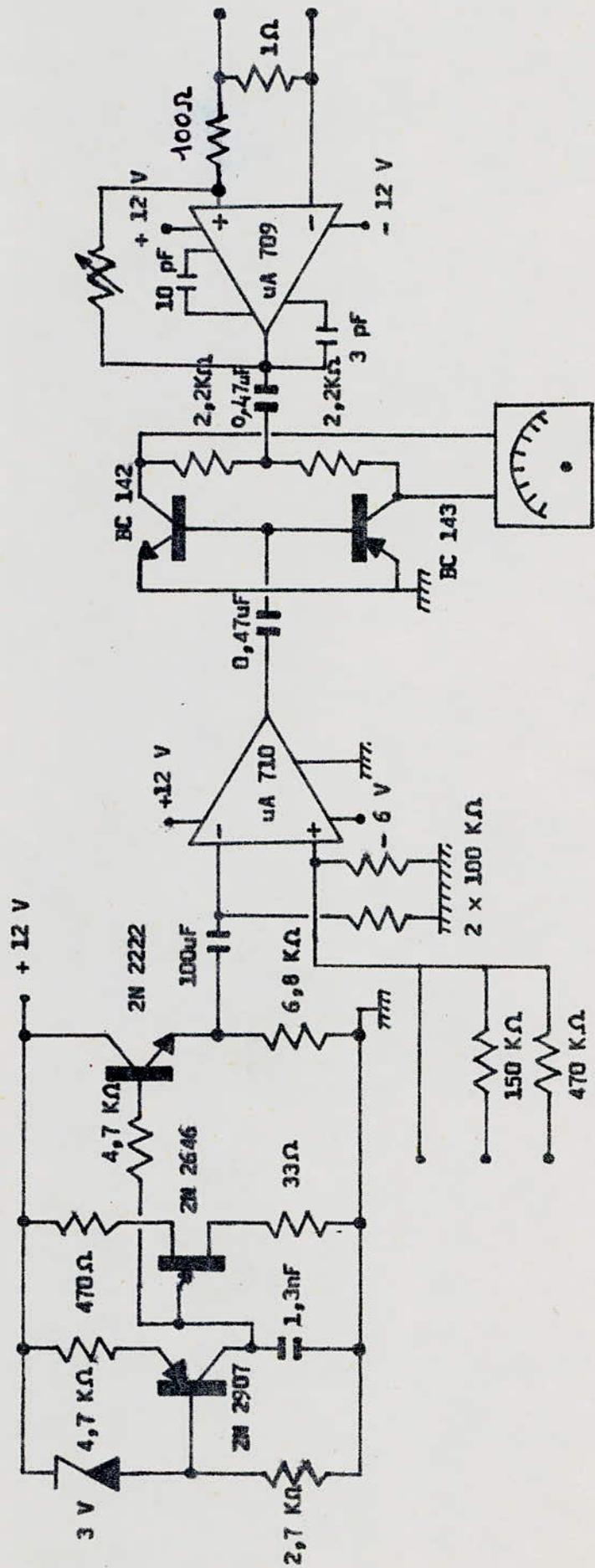


#### B R O C H A G E

Le circuit imprimé a été réalisé sur une plaque de format 135mm x 115mm .  
 Les entrées et sorties sont situées sur un même côté pour faciliter le câblage .  
 Les figures 1 et 2 représentent le circuit respectivement côté cuivre et côté composants .

#### B- Montage de l'ensemble :

L'ensemble a été monté dans un boîtier dont la face avant est inclinée de  $15^\circ$  par rapport à l'horizontale pour tenir compte de la prescription donnée par le constructeur du galvanomètre , qui pour un fonctionnement

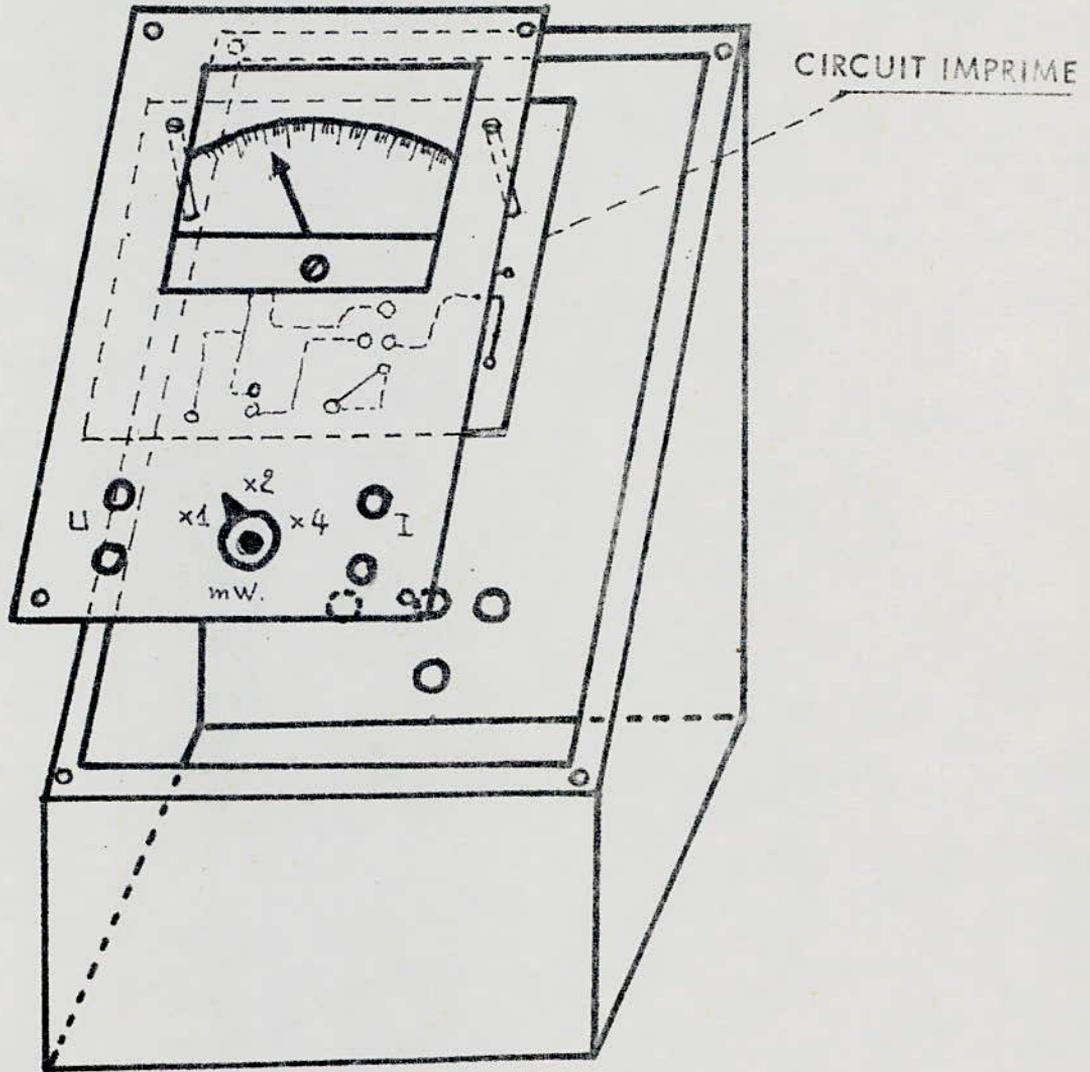


GALVANDMETRE

SCHEMA ELECTRIQUE DU WATTMETRE

optimal doit être incliné de  $15^{\circ}$  (voir fig. 3 et 4) .

Le circuit imprimé a été vissé sur la face avant qui est maintenue à l'aide de quatre vis permettant ainsi un démontage rapide pour un éventuel dépannage du circuit . ( fig. ci-dessous )



Fixation du circuit imprimé

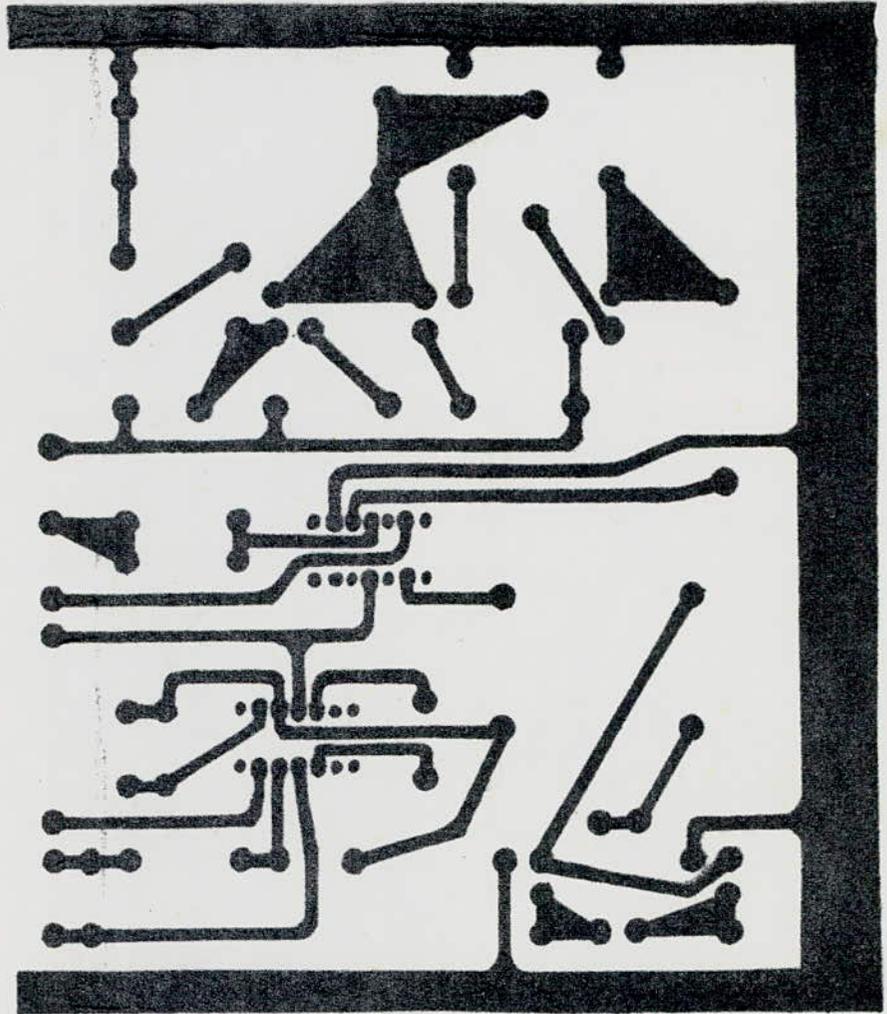


FIGURE - 1 : Coté Cuivre.

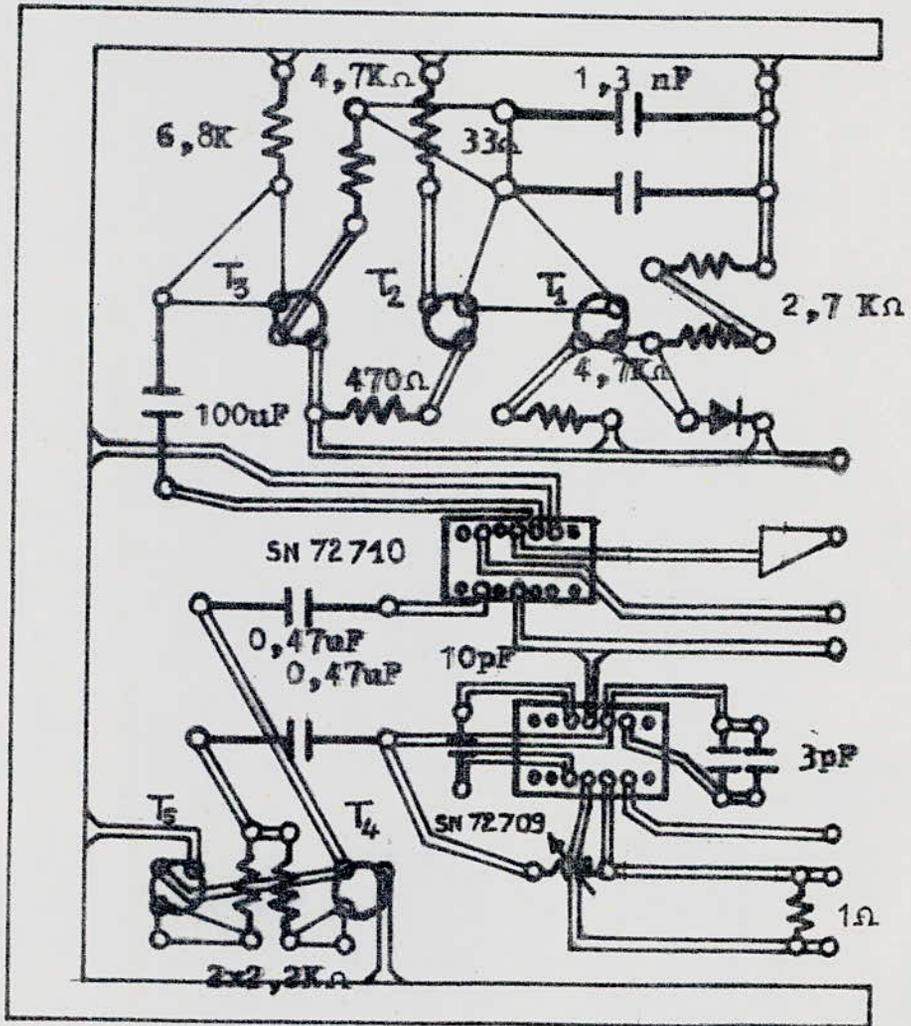


FIGURE ← 2 : Coté Composants

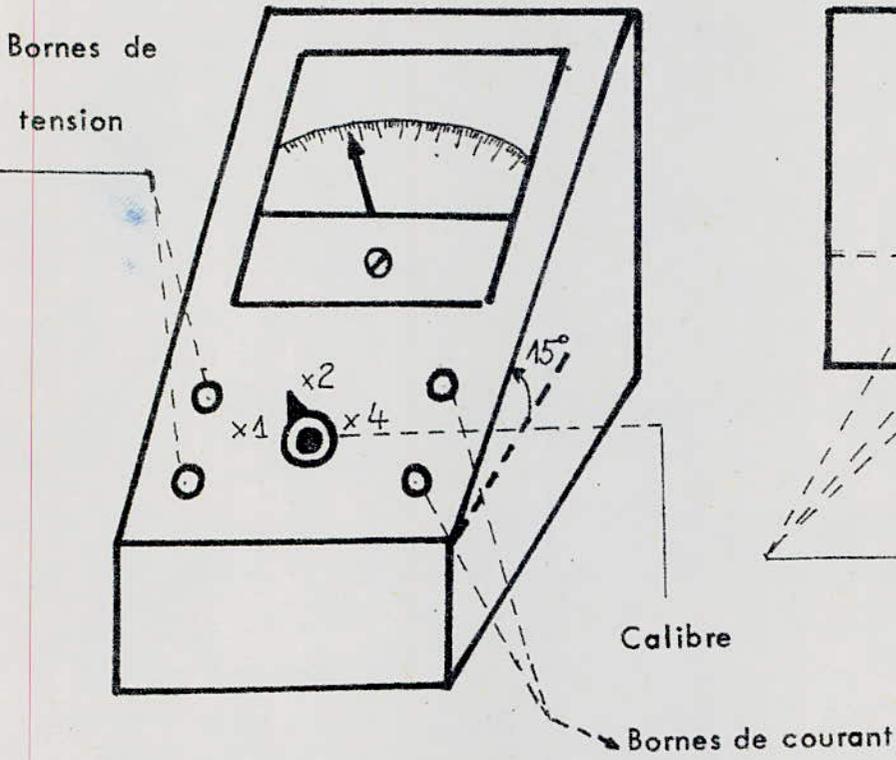


FIG: 3. VUE EN PERSPECTIVE

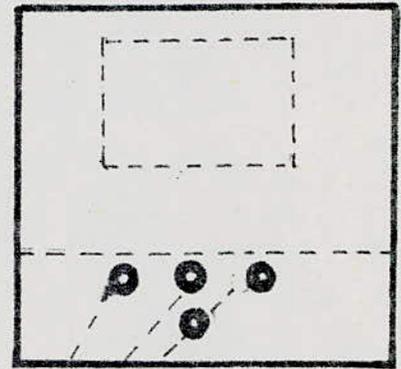


FIGURE — 4  
VUE DE DERRIERE

Bornes d'alimentation

BOITIER

## II - Etude d'une manipulation

Pour tester le wattmètre nous avons envisagé de faire une mesure de puissance d'un signal de forme quelconque .

Pour cela nous nous sommes proposes de mesurer la puissance délivrée par un récepteur radio .

Le montage de la manipulation est le suivant :

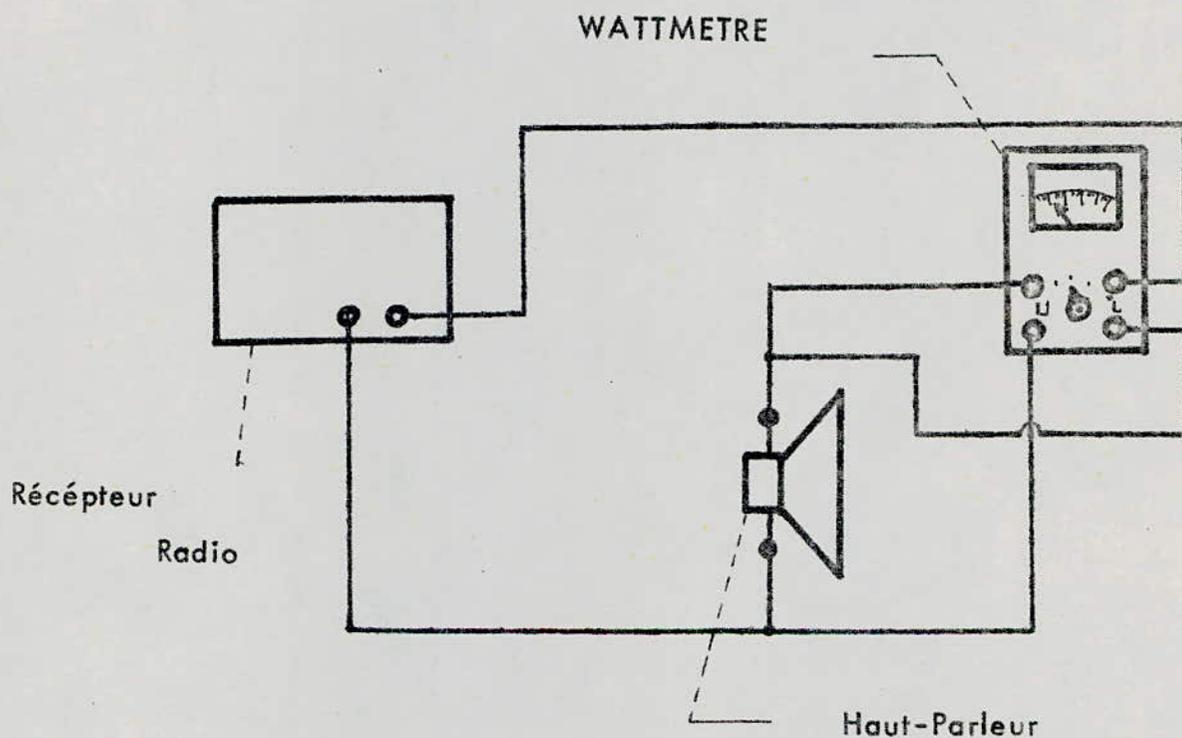


FIG:6.SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA MANIPULATION

Résultats :

Nous avons constaté que l'aiguille du wattmètre déviait en fonction de la puissance délivrée par le récepteur .En effet la puissance dépend de l'intensité du son émi et donc varie . Cette variation est bien indiquée par le wattmètre .

En envoyant un son uniforme provenant du récepteur tel qu'un sifflement par exemple nous constatons que l'aiguille indiquait une puissance constante vue l'uniformité du son ..

Nous avons vu dans l'introduction que les problèmes posés pour la mesure de puissance par les wattmètres courants étaient essentiellement les suivants :

- forme d'onde du signal
- bande passante en fréquence
- rapidité de mesure et fragilité
- étendue de mesure en puissance

Nous avons entrepris la réalisation de ce wattmètre à échantillonnage en vue de pallier à ces défauts .

- Concernant la forme d'onde , ce problème a été résolu car l'échantillonnage nous permet d'avoir des fronts raides de blocage et de déblocage rapides des transistors du montage multiplicateur. Donc la forme d'onde n'influe pas sur la mesure puisque ce sont les fronts produits par l'échantillonnage qui commandent la multiplication .

- Concernant la bande passante en fréquence nous sommes arrivés jusqu'à un signal de 10 Khz , mais théoriquement nous aurions pu monter plus haut en fréquence . Cette limitation est dûe à plusieurs raisons :

- L'UJT du montage producteur de dents de scie ne monte pas haut en fréquence . Il nous a été impossible de trouver un UJT plus performant .

- Nous aurions pu changer de montage producteur de dents de scie mais un autre problème se pose : c'est celui de la fréquence de transition des transistors du montage multiplicateur, problème soulevé

lors de l'étude de la multiplication . L'utilisation de transistors complémentaires plus performants en fréquence nous aurait permis de monter plus haut .

- Concernant la rapidité et la fragilité des mesures l'utilisation des composants actifs tels que les transistors et les circuits intégrés dans le circuit résout ces deux problèmes .

- Concernant l'étendue de mesure en puissance nous n'avons malheureusement pas pu aller au delà de 250mW . Pour les raisons citées dans le chapitre traitant l'étalonnage

Remarque :

Nous avons envisagé une alimentation par piles mais nous n'avons pas pu trouver des piles qui puissent nous donner du 12 V .

Une bonne part de ces limitations sont dûes à un manque de matériel adéquat plutôt qu'à une limitation technique .

Nous souhaiterions vivement que cette réalisation soit reprise en mettant à la disposition des personnes qui s'y intéresseraient le matériel adéquat .

Ainsi les performances attendues seraient d'hors et déjà acquises .

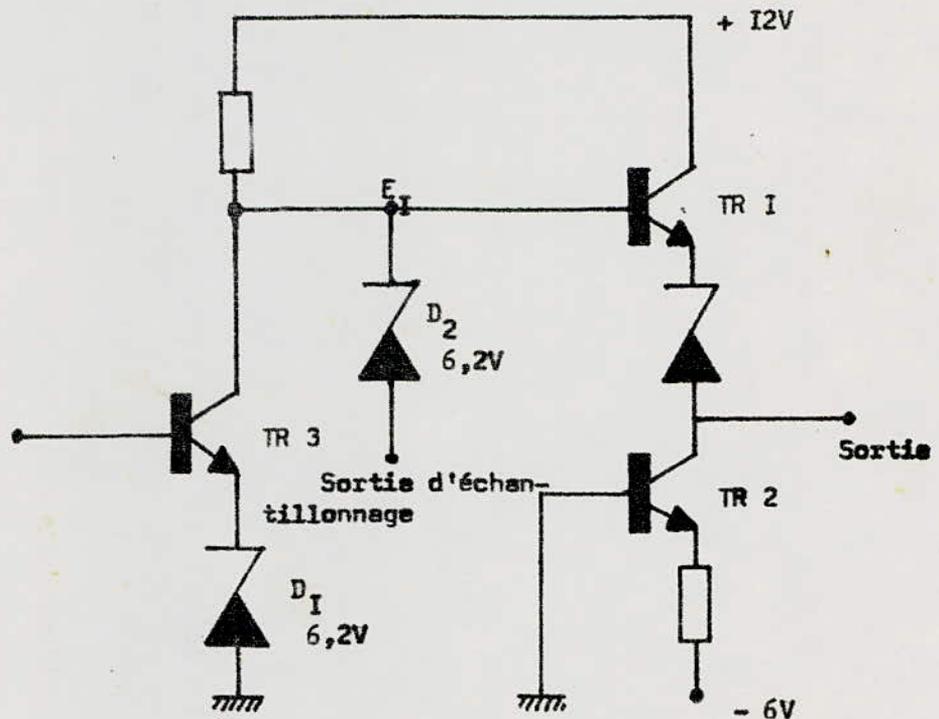
Nous terminerons en disant que le prix de revient de cet appareil est faible vue la quantité de composants nécessaires . Une reproduction industrielle serait très avantageuse

## ANNEXE : II

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL  $\mu A$  710 (SN 74710)1 - Sortie d'échantillonnage :

De nombreux types de comparateurs sont dotés de sorties dites d'échantillonnage et dénommées "Strobe" dans la littérature d'outre-atlantique.

Examinons leur principe de fonctionnement et, pour ce faire, reportons-nous au schéma suivant ; lequel représente l'étage de sortie d'un comparateur, comprenant le transistor  $TR_1$ , piloté par  $TR_3$ .



Pour un niveau de sortie bas,  $TR_2$  conduit, tandis que  $TR_1$  est bloqué ;  
donc,  $TR_3$  conduit également. Pour un niveau de sortie haut c'est l'inverse

.../...

qui se produit, la sortie d'échantillonnage étant "en l'air".

Si l'on connecte à la masse la sortie "échantillonnage", la tension  $E_1$  ne peut excéder la tension de Zener, ici de 6,2 V, ce qui est manifestement insuffisant pour que  $TR_1$ , tout comme  $TR_3$  d'ailleurs, conduisent. Ainsi, la sortie ne peut alors que rester au niveau bas.

De ce fait, grâce à la borne d'échantillonnage, il est possible d'inhiber le comparateur ou de l'autoriser à fonctionner. On peut ainsi aller jusqu'à échantillonner une courbe, au sens strict du terme, en des instants bien précis.

Il est intéressant de constater que la tension qui attaque l'anode de  $D_2$  correspond à la tension maximale que l'on peut obtenir à la sortie, au niveau haut. Plus précisément, la tension de sortie reste toujours inférieure d'une tension base-émetteur ( $V_{BE}$  de  $TR_1$ ) à la tension appliquée à la borne d'échantillonnage. On dispose donc là d'un moyen commode pour limiter éventuellement la tension positive de sortie.

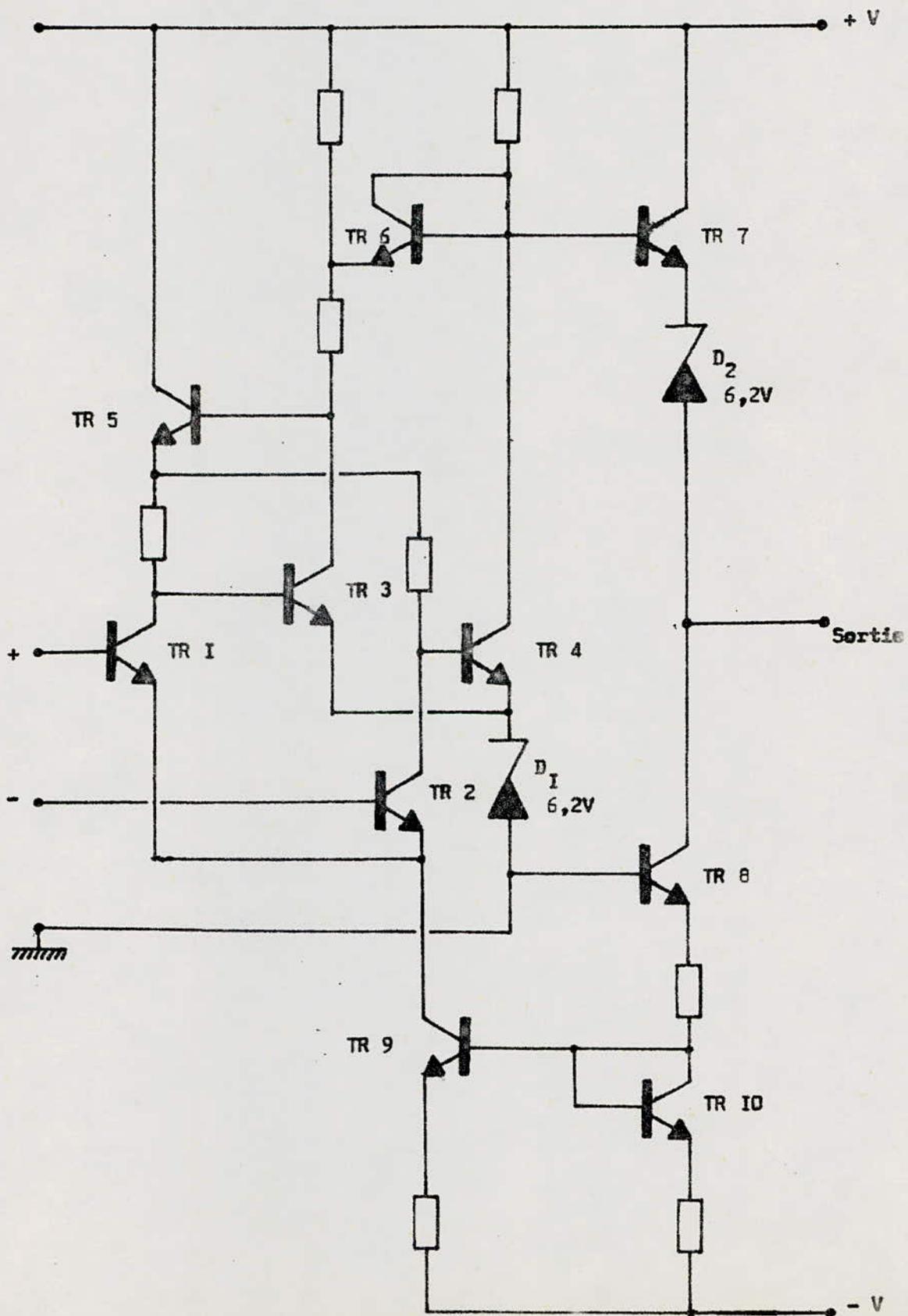
## II - Schéma complet du uA 710 :

Le uA 710 est un comparateur différentiel rapide, capable d'effectuer des comparaisons et de basculer en moins de 40 nS, avec une résolution typique supérieure à 2 mV.

Son schéma électrique complet est le suivant :

.../...

Schéma électrique du comparateur uA 710.



Là également, on reconnaît la source de courant constant ( $TR_9$  et  $TR_{10}$ ), l'étage différentiel d'entrée ( $TR_1$  et  $TR_2$ ), et le second étage amplificateur ( $TR_4$ ).

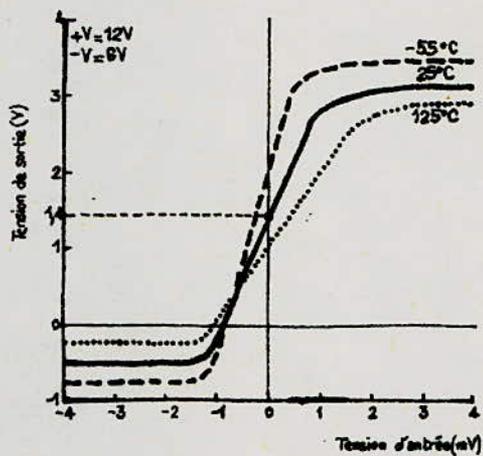
Les transistors  $TR_3$  et  $TR_5$ , outre qu'ils assurent l'inversion du signal, permettent de polariser correctement  $TR_4$ , d'autre part,  $TR_6$ , monté en diode, limite l'excursion positive de la tension de sortie.

Grâce au second étage,  $TR_4$ , dont le potentiel d'émetteur est décalé de 6,2 V par rapport à la masse à l'aide d'une diode Zener, des tensions différentielles relativement élevées peuvent être appliquées aux entrées.

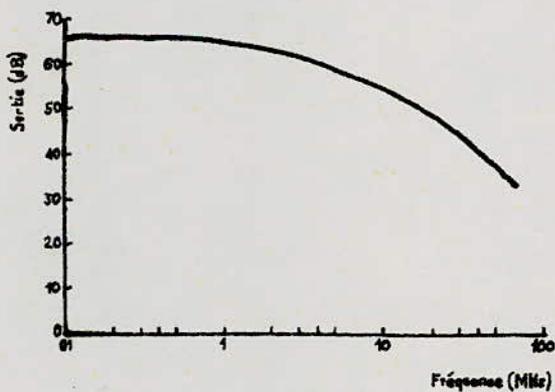
Ce second étage amplificateur attaque ensuite le transistor de sortie,  $TR_7$ ; dans le circuit d'émetteur de ce dernier se trouve une autre diode Zener, identique à la précédente, et qui permet de porter les niveaux de sortie à des valeurs admissibles pour les circuits de logique.

Puis vient le transistor  $TR_8$ , lequel sépare de la sortie le montage diviseur, chargé d'alimenter la source de courant constant. En agissant à l'inverse de  $TR_7$ , il crée ce phénomène de basculement très comparable à celui que l'on obtiendrait avec une bascule de Schmitt.

Une fonction de transfert typique d'un comparateur : celle du  $\mu A$  710.



Réponse en fréquence du  $\mu A$  710.



Performances du  $\mu A$  710CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES DU COMPAREUR  $\mu A$  710

Tension de décalage à l'entrée	0,6 mV
Courant de décalage à l'entrée	0,75 $\mu A$
Courant de polarisation	13 $\mu A$
Coefficient de température de la tension de décalage à l'entrée	3,5 $\mu V/^{\circ}C$
Excursion admissible de la tension d'entrée	$\pm 5 V$
Excursion admissible de la tension différentielle d'entrée	$\pm 5 V$
Temps de réponse, pour 5 mV de dépassement	40 ns
Gain en tension	1 700
Résistance de sortie	200 $\Omega$
Excursion de la tension de sortie	+ 3,2 à - 0,5 V
Consommation	90 mW
Mesures effectuées à 25 $^{\circ}C$ , avec + V = 12 V - V = - 6 V	

## ANNEXE III

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL uA 709 (SN 74 709)1 - Description :

Le uA 709 est un amplificateur opérationnel à grand gain, prévu pour les applications telles que : servocommande, calcul analogique, instrumentation à bas niveau, génération de fonctions linéaires ou non, etc...

Son schéma complet est à la page suivante

Source de courant constant :

La source de courant qui alimente les circuits d'entrée est constituée par les transistors  $TR_{11}$  et  $TR_{10}$ , ce dernier connecté en diode.

Etages d'entrée :

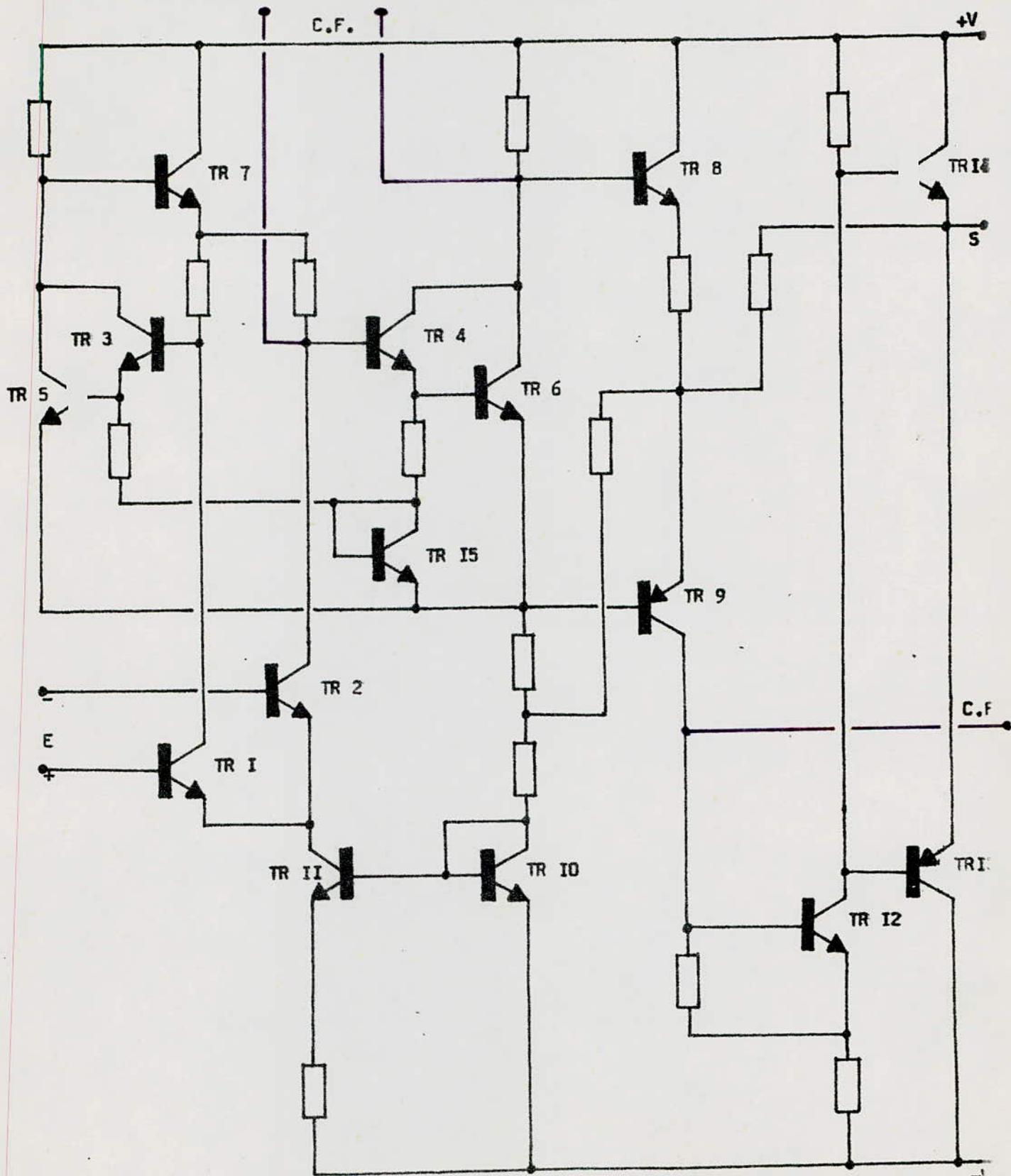
Les deux entrées attaquent respectivement les transistors  $TR_1$  et  $TR_2$  lesquels consomment réellement, en fait environ 20 uA. Leur résistance de collecteur peut apparaître relativement faible ( $R_1 = R_2 = 25 \text{ K}$ ) aussi le gain qu'apportent ces étages est-il modeste.

Caractéristique intéressante : une variation du courant débité par la source de courant, en fonction de la température, se trouve exactement compensée par une variation parallèle de la transconductance des étages d'entrée ; ainsi, le gain en tension reste constant pour une large plage de température.

D'autre part, le courant de collecteur de  $TR_{11}$  variant approximativement comme le logarithme du courant de collecteur de  $TR_{10}$ , lui-même étant fonction des variations de la tension d'alimentation, on peut en

.../...

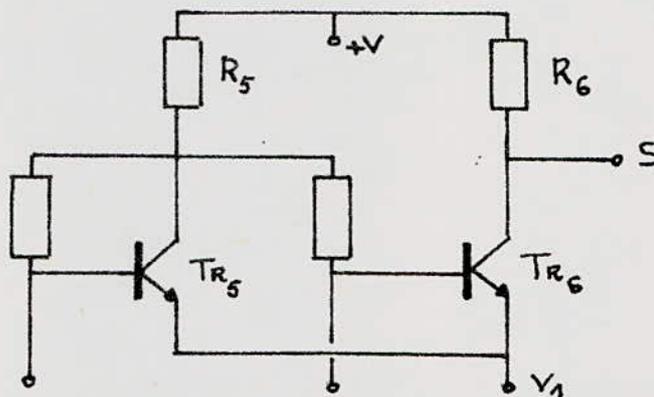
Schéma de l'amplificateur opérationnel uA 709.



conclure que les étages d'entrée seront très peu affectés par les variations de ladite tension d'alimentation.

### Second étage :

La structure simplifiée du second étage est représentée dans la figure suivante ;



$TR_6$  en constitue l'amplificateur et sa polarisation de base dépend du courant de collecteur de  $TR_5$ .

On peut également considérer que  $TR_5$  joue le rôle d'un inverseur de gain unité ; chargé d'appliquer à la base de  $TR_6$  la pleine tension différentielle que lui transmet l'étage d'entrée.

En fait, comme le montre la figure (1),  $TR_6$  est réellement constitué par un montage Darlington modifié, avec  $TR_4$  et  $TR_6$ . Symétriquement on trouve  $TR_3$  et  $TR_5$ .

Il faut encore noter que  $TR_7$  sert à isoler les courants de collecteur de l'étage d'entrée de celui de  $TR_5$ , tandis que son symétrique,  $TR_8$ , est utilisé afin d'éviter que le second étage ne soit chargé par les étages de sortie :

### Etages de sortie :

L'aspect le plus remarquable des étages de sortie réside dans le fait que deux transistors p-n-p sont utilisés :  $TR_9$  et  $TR_{13}$ .

Le premier,  $TR_9$ , est réalisé en structure "latérale", c'est-à-dire que la base d'un p-n-p sert d'émetteur, tandis qu'une diffusion p concentrique sert de collecteur ; le collecteur du n-p-n devient alors la base du p-n-p. Cette structure, qui ne fournit qu'un très faible gain, est appliquée ici pour assurer le décalage des potentiels.

La sortie est assurée par un montage à symétrie complémentaire, classe B, et le transistor p-n-p  $TR_{13}$  est réalisé en structure "verticale".

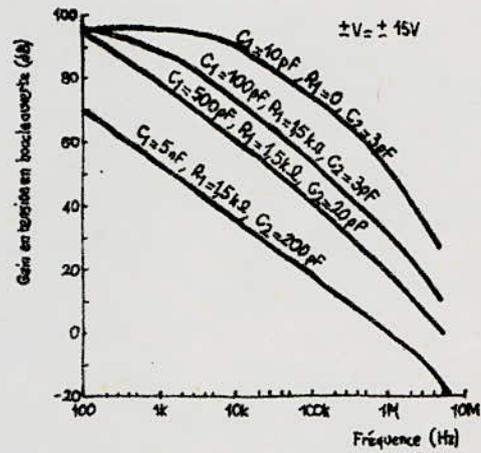
Là, c'est le substrat qui joue le rôle de collecteur.

En raison de leur petite géométrie, les transistors de sortie ont un courant maximal limité par la possibilité d'injection des porteurs ; de ce fait, la sortie ne craint pas les surcharges, et agit en limiteuse de courant en cas de court-circuit extérieur accidentel.

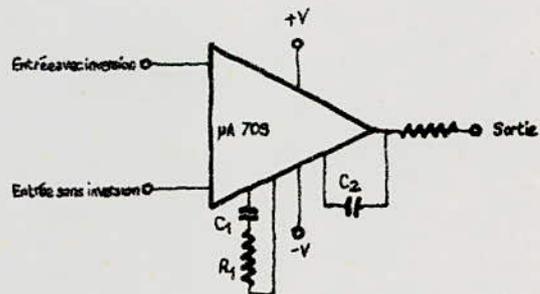
D'autre part, les transistors de sortie sont commutés de telle façon que l'un ne commence pas à conduire tant que l'autre n'est pas parfaitement bloqué ; le fort taux de contre-réaction appliqué à  $R_{15}$  contribue à réduire l'impédance de sortie, comme les distorsions de commutation.

Enfin, en raison du montage en classe B, le courant de repos est modeste et la dissipation de l'ensemble reste faible ; le gain de l'étage de puissance dépend, pratiquement, de la contre-réaction, donc du rapport des résistances  $R_{15}$  et  $R_7$ , et demeure indépendant des performances des composants actifs.

Réponse en fréquence  
pour divers réseaux de compen-  
sation appliqués au  $\mu A$  709 monté  
selon le schéma de la figure.



Principe de la  
compensation en fréquence  
du  $\mu A$  709.



Performances du  $\mu A$  709PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL  $\mu A$  709

Conditions de mesure :	
Température ambiante : 25 °C	
Tension de sortie comprise entre = $\pm 9$ et $\pm 15$ V	
Décalage de la tension à l'entrée	1 mV
Décalage du courant à l'entrée	50 nA
Courant de polarisation	200 nA
Résistance d'entrée	400 k $\Omega$
Résistance de sortie	150 $\Omega$
Consommation en puissance	80 mW
Mesures effectuées entre - 55 et + 125 °C	
Gain en tension pour signaux forts	45 000
Rapport de réjection en mode commun	90 dB
Excursion de la tension d'entrée	$\pm 10$ V
Réjection de la tension d'alimentation	25 $\mu$ V/V
Dérive en tension	3 $\mu$ V/°C
Tensions d'alimentation	$\pm 15$ V

— Toutes valeurs typiques.

## ANNEXE IV

ETUDE DU GALVANOMETRE A CADRE MOBILE

Nous allons montrer que le galvanomètre à cadre mobile remplit la fonction d'intégrateur .

Pour cela considérons une capacité qui se décharge à travers le galvanomètre .

Si la durée de la décharge est beaucoup plus courte que la période  $T$  d'oscillation ( de l'ordre de 15 secondes ) de l'équipage mobile , celui-ci ne s'est pas sensiblement déplacé pendant la durée de cette décharge .

Il a reçu un véritable choc après lequel il se met en mouvement avec une vitesse initiale  $w_0$  .

— Les couples agissant sur le cadre , si  $\Theta$  est sa déviation à l'instant  $t$  , sont les suivants :

$K d^2\Theta / dt^2$  : couple d'inertie ,  $K$ : moment d'inertie par rapport à l'axe de rotation .

$-a\Theta$  : couple de rappel opposé à l'élongation angulaire  $\Theta$ , couple de torsion .  $a$ : constante de torsion du fil .

$-b d\Theta/dt$  : couple d'amortissement ( frottement du cadre dans l'air , freinage dû aux courants induits ) .

$G i$  : couple électromagnétique dû à la décharge traversant le cadre  $i$  désignant l'intensité  $dq/dt$  à l'instant  $t$  .

— L'équation générale du mouvement du cadre s'écrira en exprimant son équilibre dynamique :

Couple d'inertie = Somme algébrique des couples agissants

$$K d^2\Theta/dt^2 = - a\Theta - b d\Theta/dt + G dq/dt$$

$$K d^2\Theta/dt^2 + b d\Theta/dt + a\Theta = G dq/dt$$

En raison des faibles vitesses , le couple d'amortissement mécanique peut être considéré comme proportionnel à la vitesse angulaire  $d\Theta/dt$  .

Dans la première phase , l'équipage mobile sans subir une rotation appréciable , acquiert une vitesse finie  $w_0$ . C'est dire que dans cette phase ,  $\Theta$  est négligeable vis à vis de  $d\Theta/dt$ , l'équation se réduit à :

$$K d^2\Theta/dt^2 + b d\Theta/dt = G dq/dt$$

Ou en intégrant :

$$K d\Theta/dt + b \Theta = G q$$

Soit ( comme  $\Theta \ll d\Theta/dt$  ) :

$$Kd\Theta/dt = G q$$

Qui , intégrée de l'instant initial à l'instant  $t_1$  de la fin de la décharge (  $q = Q$  ) , donne :

$$K \Theta = G Q$$

$$\Theta = (G / K) \cdot Q = G/K \int_0^{t_1} q dt$$

Ce qui montre bien que la déviation de l'aiguille du galvanomètre est proportionnelle à l'intégrale de la grandeur d'entrée .

