

19/77
200

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
المكتبة
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

THESE DE FIN D'ETUDES

INGENIORAT EN ELECTRONIQUE

المعهد الوطني للعلوم الهندسية
TRANSMETTEUR
المكتبة
ELECTRONIQUE DE PUISSANCE
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

PROPOSEE PAR

M. ZEBROWSKI

ETUDIEE PAR

MALIKA HABEL
QUIZA LAROU

1977

A MES PARENTS

MALIKA HABEL.

A MES PARENTS

A LA MEMOIRE DE
MON ONCLE

OUIZA LAROUÏ.

- AVANT PROPOS -

L'étude que nous présentons a été proposée par Mr ZEBROWSKI, professeur à l'école nationale polytechnique d'Alger, qui a supervisé notre projet, ce pourquoi nous voulons l'assurer de notre profonde reconnaissance.

Nous tenons à remercier Mr HADJI Ingénieur en chef du Service XPLc/TEL, qui a parrainé notre projet et Mr LARABA chef de Service qui nous a fourni les moyens de le réaliser ainsi que tous les agents de la SONELGAZ qui nous ont aidé dans la mesure de leurs possibilités.

Nous prions Mr HAREL chef du laboratoire de Telecommunications du Hamma de bien vouloir trouver ici l'expression de notre profonde gratitude pour l'intérêt qu'il a toujours marqué pour notre travail et la bienveillance avec laquelle il a suivi nos efforts.

Nous disons aussi à tous nos amis et camarades de l'institut nucléaire d'Alger et de l'école Nationale Polytechnique, notre très vive reconnaissance pour leur contribution.

Nous tenons également à assurer les professeurs de l'école Polytechnique d'Alger de nos sentiments de profonde gratitude pour l'enseignement qu'ils nous ont prodigué tout au long de notre formation.

Nous sommes très sensibles à l'aide précieuse que nous à apportée M^{elle} SACI qui a assuré la difficile tâche de la frappe de notre projet.

INTRODUCTION.

Ch I- GENERALITES.

Ch II- LES DIFFERENTS MULTIPLICATEURS.

- 2 - 1 Electromécanique.
- 2 - 2 Les wattmètres.
- 2 - 3 Multiplicateurs à modulation.
- 2 - 4 Multiplicateurs à effet hall.
- 2 - 5 Multiplicateurs à circuits intégrés.monolithique.

Ch III- TRANSMETTEUR DE PUISSANCE GALVANOMETRIQUE.

Ch IV - TRANSMETTEUR DE PUISSANCE STATIQUE A COMPOSANTS DISCRETS.

Ch V - CONCEPTION ET REALISATION D'UN TRANSMETTEUR DE PUISSANCE.

- 5 - 1 Choix du multiplicateur.
- 5 - 2 Spécifications.
- 5 - 3 Synoptique.
- 5 - 4 Rappels sur l'amplificateur.opérationnel.
 - Généralités.
 - Filtres actifs
 - Amplificateur de courant.

5 - 5 Réalisation pratique.

- 5 - 5 - 1 Etage d'entrée.
- 5 - 5 - 2 Multiplicateur : le MC 1494 L.
- 5 - 5 - 3 Filtre actif.
- 5 - 5 - 4 Amplificateur de sortie.

VI- ESSAIS.

- 6 - 1 Choix des composants.
- 6 - 2 Réglage des étages d'entrées.
- 6 - 3 Réglage de l'étage de multiplicateur
- 6 - 4 Réponse du filtre.
- 6 - 5 Résiduelle
- 6 - 6 Linéarité
 - $\cos\varphi = 1$
 - $\cos\varphi$ variable.
- 6 - 7 Influence de la tension d'alimentation.
- 6 - 8 Variation du courant de sortie en fonction de la charge.
- 6 - 9 Temps d'établissement .
- 6 - 10 Bruit.
- 6 - 11 Erreurs.

Ch VII- CONCLUSION.

INTRODUCTION.

Notre projet consistera à concevoir et à réaliser un transmetteur de puissance pour les besoins de la distribution d'énergie.

Dans ce but la SONELGAZ a déjà utilisé toute une série de capteurs le dernier étant composé uniquement de circuits électriques et électroniques. Il s'agira donc pour nous d'étudier l'évolution de ce système transmetteur et d'essayer d'en proposer une amélioration.

C'est ainsi que l'avènement des circuits intégrés va nous permettre d'envisager une meilleure solution du fait des avantages qu'ils présentent comparativement aux circuits électroniques traditionnels équivalents, et ce tant pour le constructeur que pour l'utilisateur.

En effet à performances égales et pour une fonction donnée le circuit intégré apporte.

- Une plus grande compacité.
- Facilité de calcul.
- Une grande facilité d'utilisation :

Le montage d'un circuit intégré est plus facile que celui de l'ensemble des composants discrets correspondant?

- Une économie d'utilisation:

En main d'oeuvre, en support imprimé, en alimentation.

- Facilité de dépannage.
- Une fiabilité bien supérieure:

L'une des raisons essentielles en est que les soudures qui relient entre eux les composants discrets sont fortement limitées dans un circuit intégrés. Or les points de soudure constituent la cause la plus fréquente des défaillances.

- Une économie certaine: par exemple un amplificateur opérationnel complet en version intégré coûte considérablement moins que le prix d'achat des composants discrets qu'il représente.

- Des performances élevées: Ainsi les circuits intégrés monolithiques sont très rapides, en effet en une nanoseconde le courant électrique parcourt 30cm, pour accroître le temps de réponse des circuits il faut impérativement raccourcir le chemin du signal, c'est précisément ce que permet seule l'intégration monolithique.

- Une faible consommation.
- Possibilité de standardiser le système.

I- GENERALITES

Le transmetteur doit générer un courant continu dont l'intensité est proportionnelle à la valeur d'une puissance active ou réactive; donc au produit de la tension et du courant d'entrée. L'opération principale du transmetteur sera une multiplication.

La théorie de la multiplication.

a) Cas de deux fonctions périodiques quelconques.

Soient deux fonctions périodiques $f(t)$ et $g(t)$ développables en séries de Fourier.

$$f(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t)$$

$$g(t) = \beta_0 + \sum_{m=1}^{\infty} (\alpha_m \sin m\omega t + \beta_m \cos m\omega t)$$

On considère le produit:

$$\begin{aligned} h(t) = f(t) \cdot g(t) = & \left[b_0 \cdot \beta_0 + b_0 \sum (\alpha_m \sin m\omega t + \beta_m \cos m\omega t) + \right. \\ & + \beta_0 \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left[\alpha_m a_n \sin m\omega t \cdot \sin n\omega t \right. \\ & + \alpha_m b_n \sin m\omega t \cdot \cos n\omega t + \\ & \left. \left. + \beta_m a_n \sin n\omega t \cdot \cos m\omega t + \right. \right. \\ & \left. \left. + \beta_m b_n \cos m\omega t \cdot \cos n\omega t \right] \right. \end{aligned}$$

Tous calculs fait on a:

$$\beta_m \cdot b_n \cos m\omega t \cos n\omega t$$

$$\begin{aligned} h(t) = & K + B \sin \omega t + A \cos \omega t + K_1 \cos 2\omega t + K_2 \sin 2\omega t \\ & + K_3 \cos 3\omega t + K_4 \sin 3\omega t + \dots \\ = & K + g(\omega) + R(2\omega, 3\omega, 4\omega, \dots) \\ = & K + R(\omega, 2\omega, 3\omega, 4\omega, \dots) \end{aligned}$$

Ce produit comporte un terme constant, plus des harmoniques.

b) Cas de deux fonctions sinusoidales

Soient $X(t)$ et $Y(t)$ deux fonctions sinusoidales:

$$X(t) = X_m \sin \omega t$$

$$Y(t) = Y_m \sin(\omega t - \varphi)$$

$$Z(t) = X(t) \cdot Y(t) = X_m \cdot Y_m \cdot \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

$$Z(t) = \frac{X_m \cdot Y_m}{2} \cdot \cos \varphi + f(2\omega)$$

$$Z(t) = C + f(2\omega) \quad \text{avec } f(2\omega) = \frac{X_m Y_m}{2} \cos(2\omega t - \varphi)$$

Si ces grandeurs $f(t)$ et $g(t)$ représentent respectivement une tension et un courant nous écrirons :

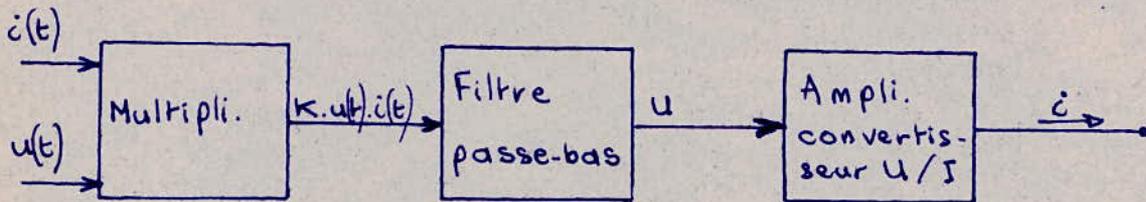
$$\begin{aligned} f(t) &= i(t) = I_{\text{Max}} \cdot \sin \omega t \\ g(t) &= u(t) = \frac{V_{\text{Max}}}{\sqrt{2}} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \end{aligned}$$

$$\text{et } z(t) = i(t) \cdot u(t) = \frac{V_{\text{Max}} \cdot I_{\text{Max}}}{2} \cos \varphi + f(2\omega) = \frac{V_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cos \varphi}{2} + f(2\omega)$$

Nous voyons que le premier terme n'est autre que l'expression d'une puissance active : puissance que nous nous proposons justement de mesurer.

Ainsi seul le terme constant nous intéressant le filtrage des harmoniques supérieures s'avère nécessaire.

On aura donc le schéma synoptique suivant :



c) Influence d'une variation d'amplitude.

Soient :

$$\begin{aligned} x'(t) &= (X_m + \Delta X) \sin \omega t \\ y(t) &= Y_m \sin(\omega t - \varphi) \end{aligned}$$

$$z'(t) = x'(t) \cdot y(t) = \frac{1}{2} (X_m + \Delta X) \cdot Y_m \cos \varphi + G(2\omega)$$

On constate que la valeur du terme continu augmente c'est-à-dire que la puissance varie proportionnellement à l'amplitude des grandeurs d'entrée. Cette constatation va nous permettre d'envisager l'application du transmetteur au contrôle, et à la protection des systèmes de puissance.

d) Influence d'une variation de la fréquence.

Soient :

$$\begin{aligned} x''(t) &= X_m \sin [(\omega_0 + \Delta \omega) t] \\ y''(t) &= Y_m \sin [(\omega_0 + \Delta \omega) t - \varphi] \end{aligned}$$

$$z''(t) = x''(t) \cdot y''(t) = \frac{1}{2} X_m \cdot Y_m \cdot \cos \varphi + H(2\omega)$$

ON voit que la variation de la fréquence n'intervient pas dans le terme correspondant à la puissance.

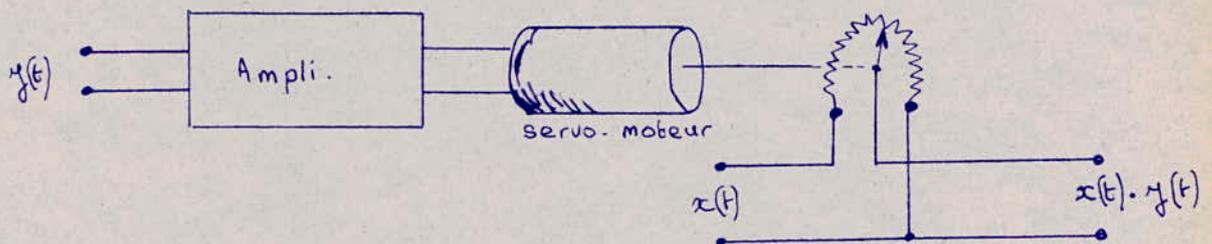
Un des fluctuations de fréquence à l'entrée n'alterveront donc pas le signal à la sortie.

II- LES DIFFERENTS MULTIPLICATEURS

Nous nous proposons de faire une étude succincte des principaux systèmes de multiplication et, ce afin d'en dégager l'étage multiplicateur d'un transmetteur de puissance

2.1 Multiplicateurs électromécaniques ou servo-multiplicateurs.

Ils sont composés par un diviseur de tension (potentiomètre) aux bornes duquel on injecte une tension variable $x(t)$ et dont la prise intermédiaire se déplace selon les variations d'une tension $y(t)$ grâce à un servomoteur.



Ces multiplicateurs ne peuvent suivre que des tensions lentement variables à cause de leurs parties mobiles.

D'autres multiplicateurs ont été réalisés pour résoudre des problèmes à des vitesses plus élevées.

2.2 Les wattmètres

2.2.1 Wattmètre électrodynamique.

Il est composé d'un système de bobines fixes traversées par un courant qui donne une induction proportionnelle à I (gros fil).

Un cadre ou bobine mobile reçoit un courant proportionnel à la tension par l'intermédiaire d'une grande résistance série R (fil fin).

Ses caractéristiques sont les suivantes

- Calibres allant jusqu'à quelques dizaines d'ampères et de volts
- Fréquence limitée à une valeur de l'ordre de 1KHZ
- Assez fragile mais fidèle.

Les puissances à mesurer sont en général notables, les wattmètres ordinaires sont donc peu sensibles.

2.2.2 Wattmètre thermique.

L'élément de mesure est un thermocouple. Le wattmètre présente plusieurs limitations.

- Il doit être étalonné avec un autre wattmètre.
- Il est relativement lent.
- Peut-être affecté par la température.

2.2.3 Wattmètre électrostatique.

- Présente une large bande de mesure.
 - Est relativement insensible.
 - Nécessite un blindage pour éliminer l'influence des particules chargées se trouvant dans le voisinage.
- Déplacement faible.
- Mécanisme délicat.

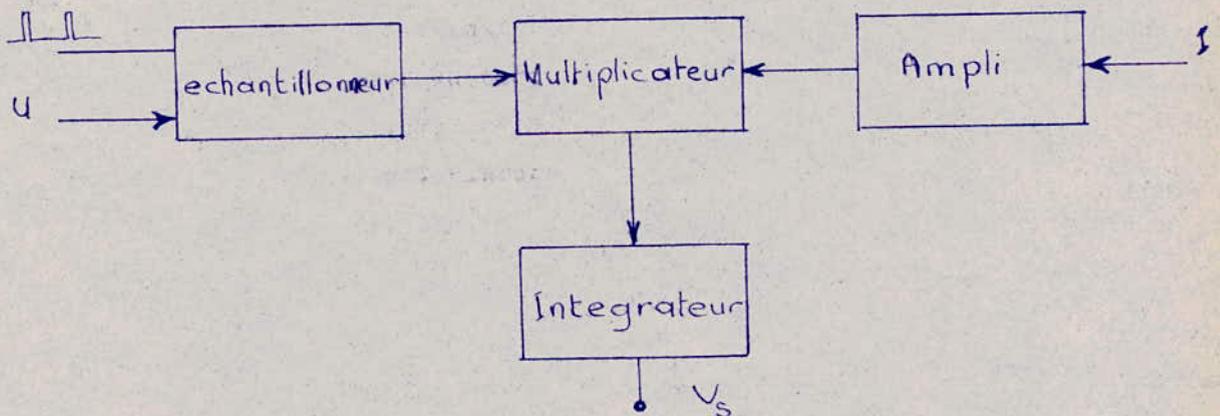
Ces différents wattmètres présentent donc bien des défauts de plus.

- Les mesures deviennent délicates (même en régime sinusoïdal) si l'on étudie des circuits à très faible facteur de puissance.
- La plupart des wattmètres courants ne permettent pas d'effectuer des mesures si des harmoniques du fondamental interviennent (U et I non sinusoïdaux).

2.2.4 Le wattmètre à échantillonnage.

Il va permettre de mesurer la puissance électrique véhiculée par un circuit quel que soit la forme d'onde du courant et (ou) de la tension.

Ce système est élaboré de la manière suivante :



Le multiplicateur est constitué par deux transistors complémentaires NPN et PNP.

L'échantillonneur délivre à l'une des entrées du multiplicateur des 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, il soit proportionnel à la valeur quasi instantanée de la puissance électrique.

Le signal proportionnel à I est appliqué sur les collecteurs, et le signal proportionnel à U est appliqué sur les bases des transistors du multiplicateur.

Donc U commande le blocage et la saturation des deux transistors
On trouve:

$$V_{C1,C2} = \pm V_C \quad \text{pour } V_B > 0$$

$$\text{ou } V_B < 0$$

$V_{C1,C2}$ tension entre collecteurs

$V_{c1.c2}$ sera une tension échantillonnée qui intégrée, correspondra à la valeur instantanée de la puissance.

Seuls les fronts produits par l'échantillonnage commandent la multiplication donc la forme d'onde n'influe pas sur la mesure mais d'autres inconvénients apparaissent.

- Erreur sur les mesures dues à un phénomène transitoire lié à la fréquence de coupure des transistors utilisés.

2.3 Multiplicateur à modulation de durée et d'amplitude.

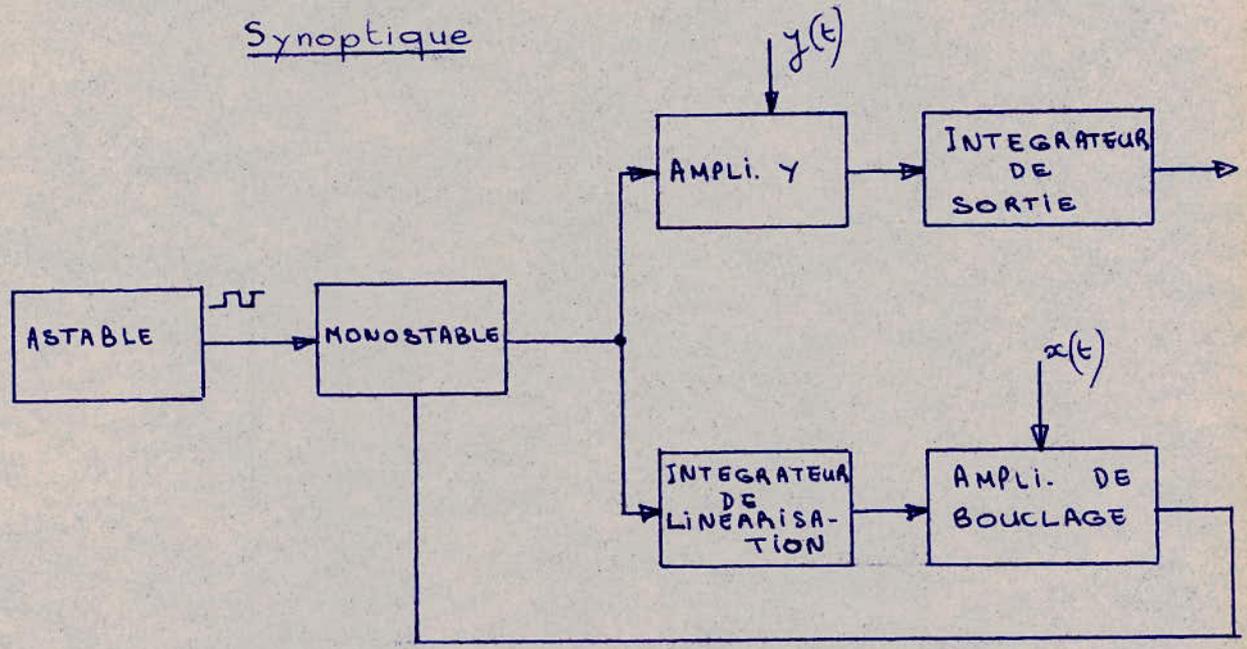
C'est un multiplicateur électronique basé sur une double modulation d'impulsion.

a) Principe.

Un générateur délivre des signaux carrés. On fait varier l'amplitude de ces signaux en fonction de la tension $y(t)$ et la largeur en fonction de $X(t)$.

L'integration des signaux résultants permettra d'obtenir une tension proportionnelle au produit des deux variables.

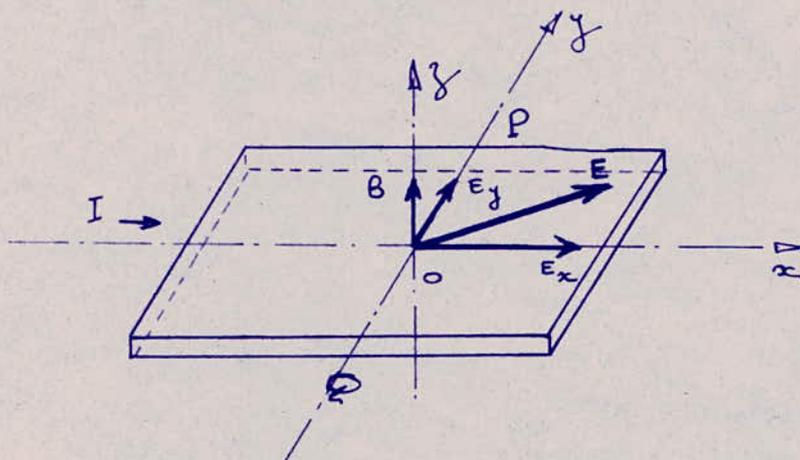
Synoptique



- Pour obtenir les signaux carrés, on utilise un monostable dont les impulsions sont commandées par un multivibrateur astable suivi d'une cellule de dérivation.
 - Le monostable est asservi par un ampli de bouclage qui va faire varier en fonction de la tension $X(t)$, la constante de temps déterminant la largeur des signaux carrés
 - L'ampli de bouclage étant un ampli différentiel.
 - La base du premier transistor reçoit la tension de sortie de l'intégrateur de linéarisation.
 - Une tension proportionnelle à $X(t)$ est appliquée à la base du deuxième transistor.
 - On attaque par ce nouveau signal modulé en largeur un amplificateur ayant une tension d'alimentation collecteur proportionnelle à la tension $Y(t)$.
- Le signal recueilli à la sortie de l'amplificateur est ainsi modulé en largeur et en amplitude.
- L'intégrateur de sortie donne finalement une tension presque continue proportionnelle au produit XY .
 - Le temps de réponse est de l'ordre de loms.
 - La capacité de multiplication est faible : les mesures sont entachées d'erreurs d'autant plus grandes que les facteurs ont des valeurs faibles.

2.4 Multiplicateur à effet hall

2.4.1 Principe de l'effet hall



On applique un courant I dans le sens de l'axe ox , à une plaquette rectangulaire d'un corps conducteur. Celle-ci est soumise alors à un champ électrique E_x dirigé également suivant ox , particularité bien connue d'un milieu isotrope.

Si les points P et Q des faces de la plaquette normales à OY , se trouvant sur une même équipotentielle, il n'apparaît aucune différence de potentiel entre ces points. Si la plaquette est soumise à l'action d'un champ d'induction magnétique uniforme B parallèle à l'axe OZ , le milieu devient "anisotrope" du fait que les porteurs de charge sont soumis à une force F_2 de Lorentz régie par la loi de Laplace. Il en résulte l'apparition, entre P et Q d'une différence de potentiel V_H , dont le champ électrique E_H exerce sur les porteurs de charge une force F_1 de sens opposé à F_2 .

$$\text{A l'équilibre } F_1 + F_2 = 0$$

avec: $\vec{F}_1 = -me \vec{v} \wedge \vec{B}$ $-e = \text{charge d'un electron}$
 $\vec{F}_2 = -me \vec{E}_H$ $v = \text{vitesse d'un electron}$
 $\Rightarrow \vec{E}_H = -\vec{v} \wedge \vec{B}$
 par ailleurs: $V_H = R_H \cdot \frac{I_B}{d}$ $R_H = \text{cte de Hall}$

Ce qui montre que la tension de hall est proportionnelle au produit d'un courant par une induction magnétique.

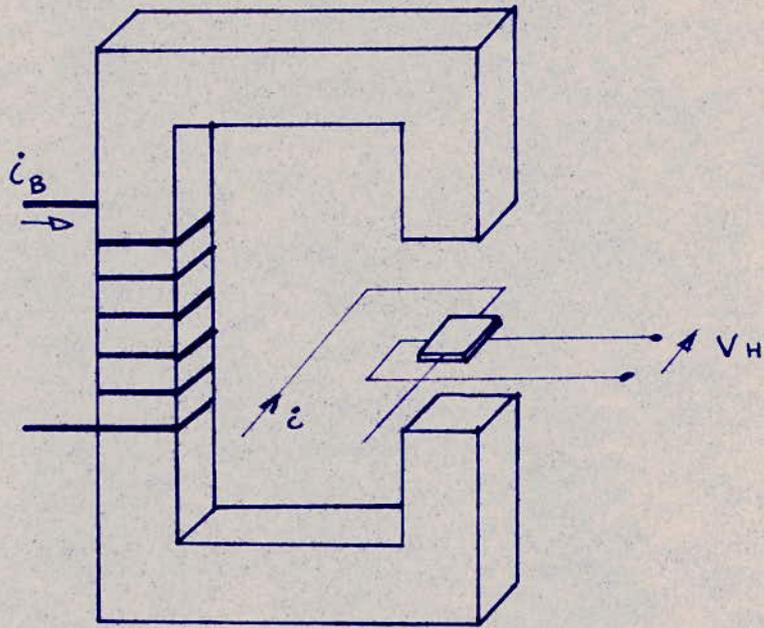
Donc si nous représentons un courant ou une tension sous la forme d'une induction magnétique, nous aurons un moyen de concrétiser le produit de deux grandeurs électriques. Le phénomène est d'autant plus intéressant qu'à l'instant considéré, la tension de sortie est constituée par le produit exact de deux signaux électriques de polarité quelconque.

2.4.2 Constitution.

Le multiplicateur à effet hall est essentiellement constitué par un circuit magnétique et une plaquette à semi-conducteur appelée cellule de hall (ou générateur de hall); celle-ci est placée dans l'entrefer du circuit magnétique, de telle manière que le vecteur induction soit normal aux faces principales de la plaquette, pour obtenir une amplitude maximale de la tension de hall (fig 1).

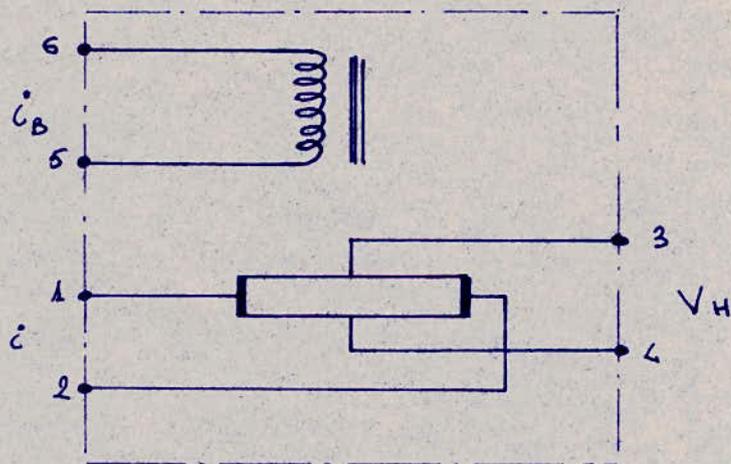
L'ensemble est généralement noyé dans une matière isolante, compacte à l'abri des chocs mécaniques.

(fig 1 et fig 2.)



Multiplicateur à effet HALL

Fig 2.1



circuit équivalent

Fig 2.2

2.4.2.1 Le circuit magnétique.

$$D'après l'équation \quad V_{HO} = RH \cdot \frac{IB}{D} \quad (1)$$

V_{HO} est inversement proportionnelle à l'épaisseur D de la cellule de hall, ce qui permet de réduire l'entrefer et par conséquent, d'obtenir un champ magnétique beaucoup plus important pour un courant d'excitation déterminé.

La linéarité et la réponse en fréquence du circuit magnétique dépendent essentiellement de la nature du noyau utilisé.

2.4.2.2 La cellule de hall (ou générateur de hall)

Elle comporte quatre électrodes.

- Les électrodes 1 et 2 représentent une entrée du multiplicateur, le courant de commande est amené par celle-ci qu'on appelle borne de commande.
- Les électrodes 3 et 4 délivrent la tension de hall. **Conclusion:**

A l'égard de la température le fonctionnement de la cellule de hall est plus ou moins stable suivant les matériaux utilisés pour sa réalisation.

2.5 Principe du multiplicateur à effet hall.

Si la perméabilité magnétique du matériau est supposée infinie l'application du théorème d'Ampère montre que l'induction qui régné dans l'entrefer est proportionnelle au courant dans la bobine, iB . Le générateur alimenté par le courant i fournira donc une tension de hall proportionnelle au produit instantané des deux courants d'où l'équation de base du multiplicateur.

$$V_{HO} = K_i \cdot i_B \quad (2)$$

Dans laquelle :

V_{HO} = Tension de sortie (ou de hall) du multiplicateur à vide.

i_B = Courant de l'excitation du circuit magnétique.

i : Courant de commande.

K : Constante de transfert du multiplicateur.

A la relation 2 on associe l'équation 1 car elle possède un caractère plus physique.

$$V_{HO} = \frac{R_H}{D} \cdot I_B$$

avec
$$R_H = \frac{1}{c} \frac{\rho \frac{u_p^2}{u_m^2} - n}{\rho \frac{u_p}{u_m} + n}$$

Comme R_H dépend du nombre des porteurs et de leur mobilité, d'où "la constante" R_H de hall varie avec la température.

Outre les deux grandeurs de commande i et B , de l'épaisseur D de la plaquette de la constante de hall, la tension de hall dépend aussi d'une fonction F dans laquelle entrent les dimensions de la cellule de hall.

Aussi on peut définir une tension de hall à vide, par l'expression :

$$V_{H_0} = \frac{R_H}{D} \cdot F\left(\frac{a}{l}, \frac{a}{a}, \frac{t}{l}, \beta\right) \cdot i \cdot B \quad (3)$$

Avec a , b , d , désignant les dimensions de la plaquette, s , t , celles des bornes de hall.

On voit donc que le multiplicateur n'est pas rigoureusement exact, certaines compensations s'avèrent nécessaire.

Réseau de compensation.

a) Tension résiduelle de hall V_0 .

Les bornes de hall n'étant pas sur la même équipotentielle. Une tension résiduelle de hall V_0 est observée à la sortie du multiplicateur en l'absence du courant d'excitation i_B . Elle est proportionnelle au courant de commande et est égale à $V_0 = k_0 \cdot i$ $k_0 =$ "Composante nulle ohmique".

Cette tension résiduelle V_0 est compensée, en lui opposant une tension proportionnelle au courant de commande.

b) Tension résiduelle inductive V_i

Les fils de sortie forment une boucle dont la surface S ne peut jamais être nulle ou parallèle à la direction du champ magnétique avec $i = 0$, et en présence d'un champ $H(t)$, une tension résiduelle inductive V_i s'établit aux bornes de sortie.

$$V_i = S \frac{dH}{dt} \cdot 10^{-8}$$

H : en gauss

t : en sec

s : en cm^2

V_i : en volts.

Nous compensons V_i en lui opposant une tension V_2 de même amplitude et induite par le même champ magnétique (V_2 est obtenue à partir d'un enroulement auxiliaire E_2 couplé mutuellement à l'enroulement principal E_1 qui crée le champ. Voir fig. 2.3.

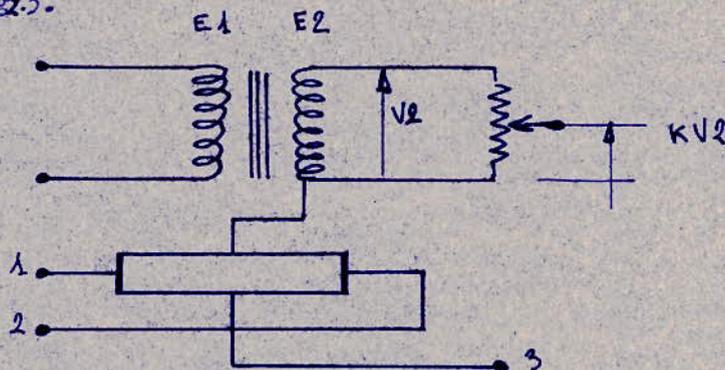


fig. 2.3

2.6 Le multiplicateur linéaire monolithique.

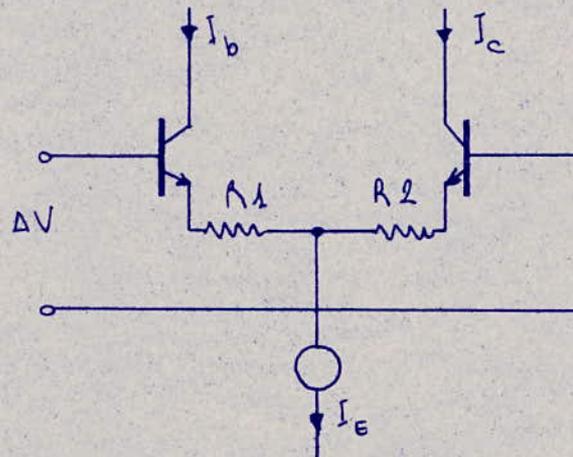
2.6.1 Théorie de base.

Le circuit multiplicateur à transconductance variable est basé sur la configuration différentielle, c'est en principe un circuit multiplicateur de courant.

La (fig 2.4) représente un simple étage différentiel il en résulte que la différence de courant collecteur est:

$$\Delta I = I_b - I_c = \frac{\Delta V}{r_e + R} \quad (1)$$

Fig 2.4: Ampli. différentiel



Pour que l'équation (1) soit vérifiée il faut que les courants de base des transistors soient négligeables en comparaison des courants collecteurs, et que les deux résistances R1 et R2 soient absolument identiques.

1) Si $R_1 = R_2 = 0$
 $\Delta I = I_b - I_c$
 Dans la partie linéaire ($r_{e1} = r_{e2}$)

$$\Delta I = \frac{\Delta V}{r_e}$$

$$r_e = \frac{KT}{qI_e} = \text{resistance equivalente de bruit de l'émetteur}$$

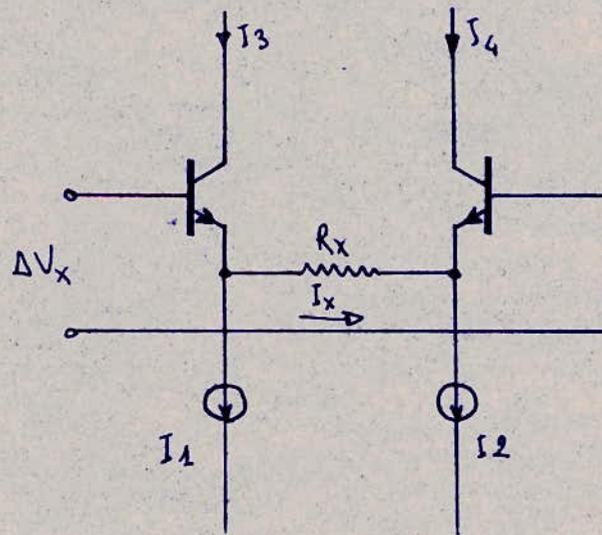
2) Si $R_1 = R_2$ et $R \gg r_e$

$$\Delta I = I_b - I_c = \frac{\Delta V}{r_e + R}$$

Il est difficile d'avoir R_1 et R_2 absolument identiques. Pour remédier à cet inconvénient le circuit différentiel de base peut-être modifié comme l'indique la (fig 2.5)

Cette configuration ne nécessite plus qu'une seule résistance d'émetteur extérieure R , par contre, les sources de courant I_1 et I_2 doivent être parfaitement appariées, ce qui est possible avec les structures monolithiques.

Fig 2.5 Amplificateur diff. modifié



$$\begin{aligned} \text{si } I_1 &= I_2 \\ I_3 &= I_1 + I_x \\ I_4 &= I_1 - I_x \\ \text{En posant } I_{\text{base}} &= 0 \end{aligned}$$

$$\Delta V_x = I_3 r_{e1} + I_x R_x - I_4 r_e$$

$$r_{e1} = r_{e2} = r_e$$

$$\Delta V_x = r_e (I_3 - I_4) + I_x R_x$$

$$\Delta I = 2 I_x$$

$$\Delta V_x = \Delta I \cdot r_e \cdot \frac{\Delta I}{2} R_x \Rightarrow \Delta I = I_3 - I_4 = \frac{2 V_x}{2 r_e + R_x} \quad (2)$$

Par ailleurs d'après le modèle de transistor défini par EBER et MOLL, nous savons que le courant collecteur est lié exponentiellement à la tension base / emetteur. Il en résulte que cette loi se retrouve et l'équation de la différence des courants collecteurs s'écrit:

$$\text{Nous avons : } \begin{aligned} I_C &= I_E + I_r \\ I_E &= I_C \frac{(e^{m \Delta V})}{1 + e^{m \Delta V}} ; I_r = \frac{I_u}{1 + e^{m \Delta V}} \end{aligned}$$

$$\text{avec } m = \frac{q}{kT} , \frac{1}{m} = 26 \text{ mV à } 25^\circ \text{C}$$

Les équations 1 et 2 définissent la différence des courants en fonction de ΔV_x et R_x .

Pour utiliser ce type de circuit dans la fonction multiplicateur, il est nécessaire de connaître la fonction de transfert entre la tension d'entrée et la différence des courants de sortie, aussi utilisè-t-on le circuit ci après.

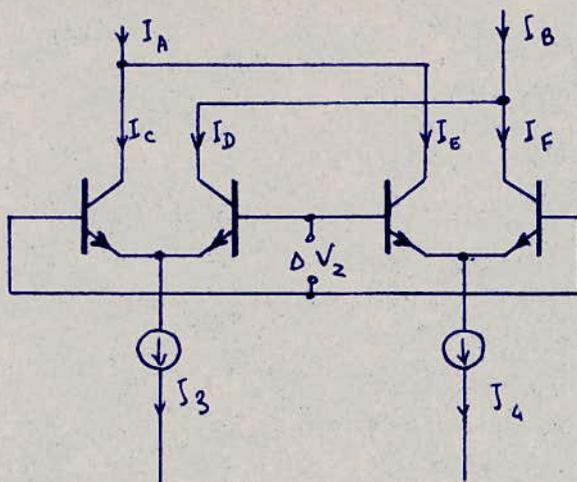


fig 2.6
étage
multiplicateur

Nous avons : $I_A = I_C + I_E$

$$I_B = I_D + I_F$$

$$I_3 = I_C + I_D$$

$$I_4 = I_E + I_F \text{ et } I_C = I_3 \left(\frac{1}{1 + e^{m \Delta V_2}} \right)$$

$$I_D = I_3 \frac{e^{m \Delta V_2}}{1 + e^{m \Delta V_2}}$$

$$I_F = I_4 \frac{1}{1 + e^{m \Delta V_2}}$$

En remplaçant : $\Delta I_{out} = I_A - I_B$

$$\Delta I_{out} = (I_3 - I_4) \left(\frac{1 - e^{m \Delta V_2}}{1 + e^{m \Delta V_2}} \right) \quad (3)$$

Cette équation montre un terme de proportionnalité $(I_3 - I_4)$
et un terme exponentiel $\frac{1 - e^{m \Delta V_2}}{1 + e^{m \Delta V_2}}$

En interconnectant les circuits de la (fig 2.5) et la (fig 2.6)
on obtient la (fig 2.7)

De la fig 3, on a : $\Delta I_{out} = (I_3 - I_4) \left(\frac{1 - e^{m \Delta V_2}}{1 + e^{m \Delta V_2}} \right)$

De la fig 2, on a : $I_3 - I_4 = \frac{2 \Delta V_x}{2r_e + R_x}$

$$\Rightarrow \Delta I_{out} = \frac{2 \Delta V_x}{2r_e + R_x} \left(\frac{1 - e^{m \Delta V_2}}{1 + e^{m \Delta V_2}} \right) \quad (4)$$

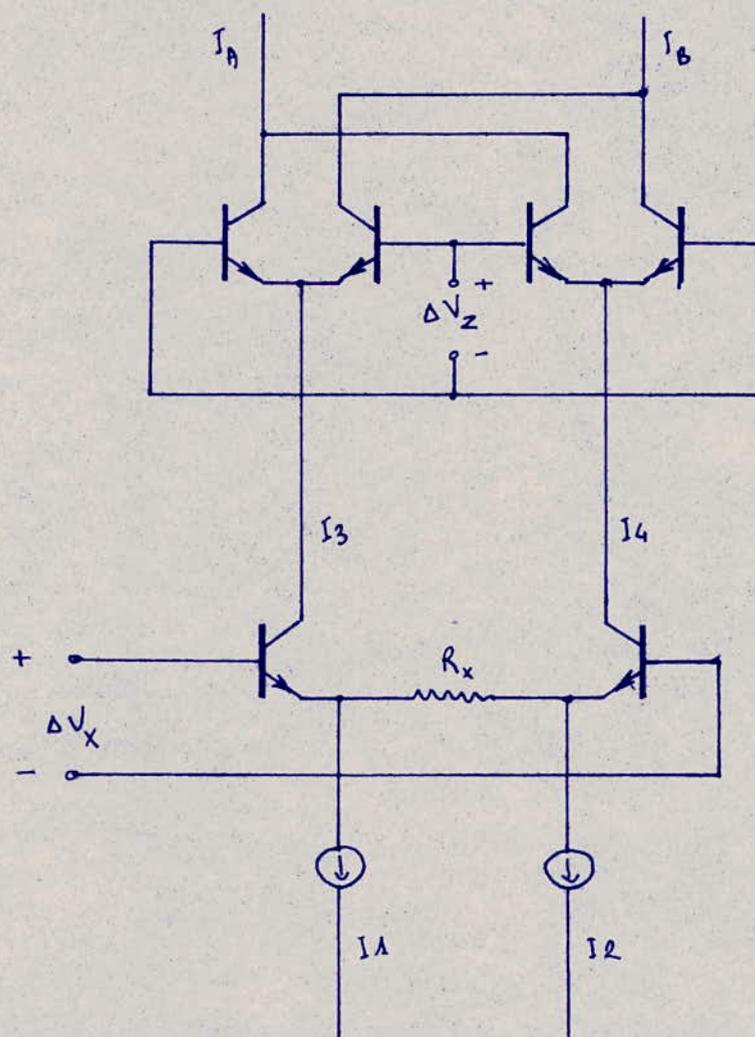
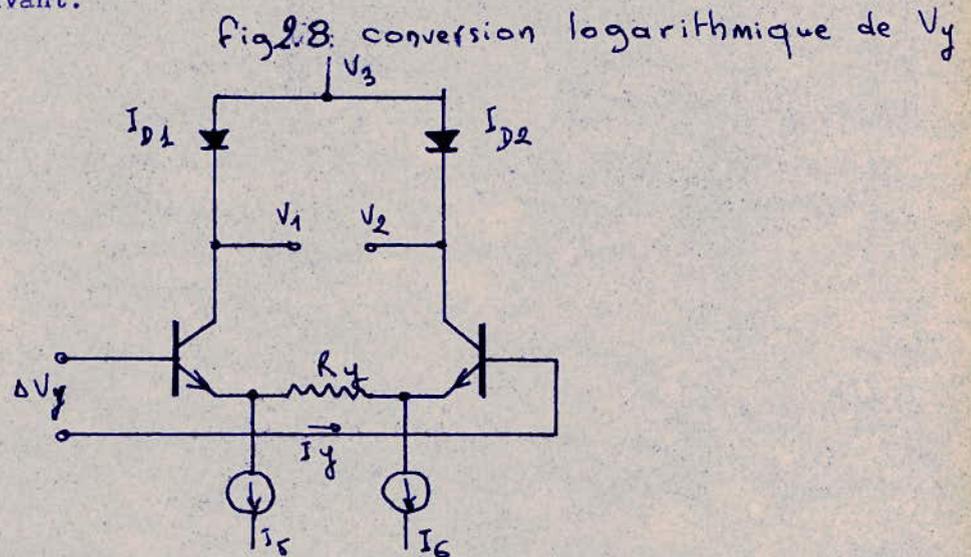


Fig 2.7: Etage complet de multiplicateur non linéaire

L'équation 4 nous montre que la différence de courant (ΔI) est liée linéairement à ΔV_x , par contre le terme exponentiel subsiste. Le produit obtenu n'est pas un produit linéaire, la fig 4 représente donc un étage de multiplicateur non linéaire. C'est pourquoi le terme exponentiel de l'équation 3 doit être linéarisé. Pour ce faire, il est nécessaire de générer une fonction logarithmique de la deuxième grandeur V_y . Cette conversion logarithmique est effectuée à l'aide du circuit suivant.



On a : $I_{D1} + I_{D2} = I_5 + I_6$, $I_5 = I_6 = I$

Nous avons aussi

$$I_{D1} = a_1 \cdot e^{m(V_3 - V_1)}$$

$$I_{D2} = a_2 \cdot e^{m(V_3 - V_2)}$$

$$I_{D1} = I + I_y$$

$$I_{D2} = I - I_y$$

ET

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{2 \Delta V_y}{2r_e + R_y}$$

ON a :

$$\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = \frac{a_2 \cdot e^{m(V_3 - V_2)}}{a_1 \cdot e^{m(V_3 - V_1)}} = e^{m(V_1 - V_2)}$$

car $a_1 = a_2$

En interconnectant les circuits 4 et 5 on obtient la configuration complète du circuit multiplicateur (voir Fig 2.9) l'analyse de ce circuit va nous donner.

$$\Delta I = I_A - I_B = \frac{2 \Delta V \cdot \Delta V_y}{I (2r_e + R_x)(2r_e + R_y)}$$

En effet on a:

$$\Delta I_S = \frac{2 \Delta V_x}{2r_e + R_x} \left(\frac{1 - e^{m \Delta V_2}}{1 + e^{m \Delta V_2}} \right)$$

(Plus de voir de démonstration)

ΔV_2 étant la tension entre les bases des transistors montés en amplificateur différentiel, ainsi $\Delta V_2 = V_1 - V_2$

donc $\frac{I_{D2}}{I_{D1}} = e^{m \Delta V_2}$

$$\Delta I_S = \frac{2 \Delta V_x}{2r_e + R_x} \left(\frac{1 - \frac{I_{D2}}{I_{D1}}}{1 + \frac{I_{D2}}{I_{D1}}} \right) = \frac{2 \Delta V_x}{2r_e + R_x} \left(\frac{I_{D1} - I_{D2}}{I_{D1} + I_{D2}} \right)$$

$$\text{Or : } I_{D1} - I_{D2} = \frac{2 V_y}{2r_e + R_y}$$

$$I_{D1} + I_{D2} = I_S + I_C = 2I$$

On trouvera

$$\Delta I = \frac{2 \Delta V_x + \Delta V_y}{I (2r_e + R_y)(2r_e + R_x)}$$

On remplace les résistances d'émetteur par $\frac{2kT}{qI_e}$

$$\text{Donc : } \Delta I_S = \frac{2 \Delta V_x \cdot \Delta V_y}{I \left(R_x + \frac{2kT}{qI_e} \right) \left(R_y + \frac{2kT}{qI_e} \right)}$$

Pour déterminer la relation entre la tension de sortie V_s et le produit des deux tensions d'entrée V_x et V_y , deux résistances R_l sont connectées aux sorties correspondant aux courants I_a et I_b .
On a ainsi :

$$V_s = \frac{2 V_x V_y R_l}{I_1 \left(R_x + \frac{2 K T}{q I_1} \right) \left(R_y + \frac{2 K T}{q I_1} \right)}$$

Avec: $V_s = K V_x V_y$

K étant appelé facteur d'échelle et s'exprime:

$$K = \frac{2 R_l}{I_1 \left(R_x + \frac{2 K T}{q I_1} \right) \left(R_y + \frac{2 K T}{q I_1} \right)}$$

En pratique R_x et R_y ont des valeurs élevées par rapport aux résistances d'émetteur (pratiquement 10 fois).

On peut alors écrire.

$$K = \frac{2 R_l}{I_1 R_x R_y}$$

I_1 est une source de courant, elle est de 1 mA pour limiter la puissance dissipée. On choisit $K = 0,1$ pour des raisons de tension de claquage.

RESEAU DE COMPENSATION.

On considère deux entrées continues du multiplicateur :

V_x et V_y . La sortie de V_o sera:

$$V_o = K (V_x + V_{ox}) (V_y + V_{oy}) + V_{oo}$$

avec:

K : facteur d'échelle

V_x : tension à l'entrée "X"

V_y : tension à l'entrée "Y"

V_{ox} : tension d'offset de l'entrée "X"

V_{oy} : tension d'offset de l'entrée "Y"

V_{oo} : tension d'offset de la sortie.

On a trois tensions d'offset qu'il va falloir compenser, ceci va être fait à l'aide de potentiomètres. On obtient.

$$V_o = K (V_x + V_{ox} - V_{xoff}) (V_y + V_{oy} - V_{yoff}) + (V_{oo} - V_{soff})$$

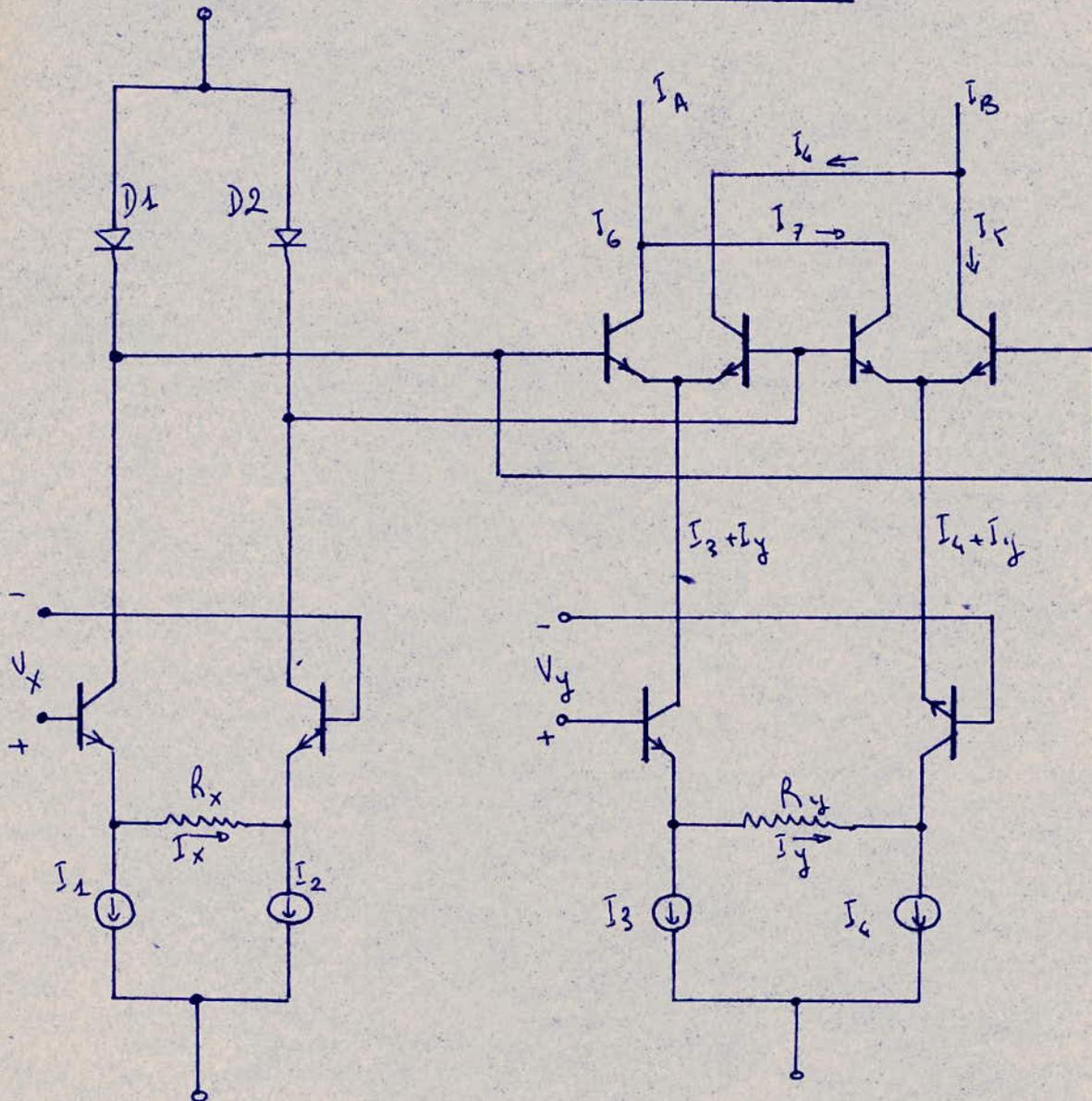
V_{xoff} et V_{yoff} sont les compensations amenées par P3 et P4.

- La symétrie de sortie est compensée par le potentiomètre P5 amenant V_{soff}

2 - 7 - CONCLUSION.

Les applications de ces multiplicateurs sont multiples: nous allons nous attarder sur l'utilisation de certains d'entre eux dans les systèmes transmetteurs de puissance.

Fig. 2.9 Circuit complet de multiplicateur linéaire



III- TRANSMETTEUR GALVANOMETRIQUE. DE PUISSANCE.

Ce transmetteur repose sur l'un des systèmes de multiplication les plus anciens; il est composé de parties mobiles et de tubes électroniques. (voir annexe 1)

3.1 Principe.

Le transmetteur galvanométrique fonctionne suivant le principe de "compensation"

- Un équipage mobile wattmétrique comprenant deux organes ferrodynamiques fournit un couple proportionnel à la puissance à mesurer.
- Un équipage galvanométrique (du type magnéto électrique) traversé par le courant continu de sortie fournit un couple proportionnel à ce courant de sortie.

On oppose ces deux couples:

- Un régulateur d'induction, calé sur l'axe de l'équipage mobile, recueille une tension induite, dont l'amplitude est fonction de la position de l'équipage mobile.

Cet élément du type ferrodynamique est excité par un signal de fréquence 1500 HZ élaboré dans l'appareil.

- Cette tension induite commande les grilles de deux tubes à vide qui fonctionnent en amplificateur détecteur et délivrent un courant redressé dont l'amplitude est fonction de la tension appliquée à leurs grilles.

Ce courant redressé passe par l'élément galvanométrique antagoniste. Il parcourt les fils de liaison et est mesuré à distance par un milliamperemètre gradué en unités de la grandeur à mesurer.

3.2 Fonctionnement de l'ensemble.

Le principe de fonctionnement est le suivant:

- Lorsque la puissance à mesurer apparaît, l'élément wattmétrique est le siège d'un couple qui tend à faire devier l'équipage mobile de l'appareil dans un sens déterminé.
- L'amplitude de la tension alternative augmente aux bornes de l'induit de l'élément de réglage.

Cette variation fait croître le courant anodique (courant de sortie de l'amplificateur) ainsi que le couple de l'élément galvanométrique antagoniste .

- Lorsque ce couple devient égal à celui de l'élément wattmétrique, la balance est en équilibre, l'équipage est donc immobile, et le courant continu engendré, est proportionnel à la valeur de la puissance mesurée.
- Si la résistance des fils de liaison varie, si les lampes vieillissent, si la tension de la source auxiliaire se modifie, l'un des couples va varier ce qui provoque une rotation de l'équipage.

La tension induite qui apparaît aux bornes du régulateur varie, et il en résulte une variation du courant continu délivré par l'amplificateur.

Le sens de cette variation est tel que les deux couples en présence tendent vers une nouvelle égalité.

Lorsque cette position d'équilibre est atteinte, le courant continu engendré est de nouveau proportionnel à la valeur de la puissance mesurée.

On voit donc que les variations des caractéristiques de l'amplificateur en fonction de tous les paramètres extérieurs ne faussent pas la mesure.

Evidemment ceci ne peut être réalisé pratiquement que dans certaines limites.

Ce principe général de fonctionnement est complété par les dispositions suivantes.

1°- La polarité du courant continu émis dépend du sens de la puissance mesurée.

A cet effet les deux tubes de l'amplificateur détecteur sont montés en opposition, l'anode de l'un des tubes étant reliée à la cathode de l'autre et vice versa.

De plus, ces tubes sont alimentés par une source à 50 HZ, chacun d'eux débite pendant une alternance.

Suivant la phase de la tension d'alimentation des tubes par rapport à la phase de la tension appliquée aux grille de commande laquelle apparait aux bornes de l'induit du régulateur d'induction, les courants anodiques des tubes varient.

Cette variation est dissymétrique lorsque la tension de commande des grilles est en phase avec la tension anodique pour l'un des tubes, elle se trouve en opposition de phase pour l'autre. Le courant total débité comporte ainsi une composante continue dont la polarité peut s'inverser.

2°- Afin d'améliorer la rapidité du système et sa précision, on prévoit une "prémesure".

Ainsi, la mesure électromécanique est précédée d'une mesure électronique approchée qui est corrigée par la mesure électromécanique.

Cette mesure électronique est réalisée en prenant pour source anodique la tension de la puissance à mesurer. De plus, les grilles de commande sont excitées par une tension proportionnelle à l'intensité à mesurer fournie par un transformateur adaptateur. Ce transformateur est branché en série avec l'induit du régulateur d'induction, de sorte que la tension d'excitation des grilles est la somme d'une tension proportionnelle à l'intensité à mesurer et d'une tension de correction issue du régulateur d'induction.

Instantanément, le courant anodique I_c prend une valeur fonction :

- De la tension anodique U
- De la tension appliquée aux grilles, elle-même proportionnelle à I , et
- De la phase relative de ces deux tensions. Donc :

$$I_c = f(u, I \cos \varphi)$$

Cette mesure électronique n'est qu'approchée, le courant continu engendré a une intensité qui varie légèrement avec les caractéristiques des tubes et la valeur de la résistance du circuit d'utilisation.

Mais la mesure électromécanique corrige la mesure électronique et, comme l'équipage mobile n'a à effectuer qu'une correction de mesure, sa déviation est faible. Sa précision et son temps de réponse s'en trouvent accrus. L'appareil donne une précision d'environ 5% en 0,1 secondes.

Conclusion:

Ce type de transmetteur est utilisé par la SONEGAS depuis une vingtaine d'années. Puis les transistors ayant remplacé les tubes, l'amplificateur détecteur a connu une certaine amélioration. Mais la partie mobile est restée la même, le système suivant fonctionnant toujours ^{sur} le principe de compensation.

Ce transmetteur galvanométrique présentant des inconvénients majeurs dus à sa partie mobile, on a été amené à développer la partie électronique, et à concevoir ainsi un transmetteur composé uniquement de circuits électriques et électroniques à l'exclusion de tout organe mobile. Ce transmetteur fera l'objet de notre étude dans le chapitre suivant.

IV- TRANSMETTEUR STATIQUE.

Ce transmetteur ne comporte aucun organe mobile et bénéficie des avantages inhérents à cette conception soit:

* Insensibilité :

- Aux vibrations ou aux chocs.
- A la position de fixation.
- Au mouvement continu ou accéléré.

* Absence d'organe sensibles à l'humidité et à la corrosion.

Les caractéristiques techniques, longuement éprouvées et appréciées des capteurs galvanométriques ont été conservées dans leur ensemble. Ce transmetteur délivre un courant continu variable proportionnel à la valeur d'une puissance.

4.1 Principe. (voir annexe 2)

L'appareil fonctionne suivant le principe de la double modulation d'impulsions, une modulation de durée et une modulation d'amplitude.

Il comporte :

- Des transformateurs d'adaptation (courant et tension).
- Un circuit de multiplication.
- Un amplificateur à courant continu.

4.2 Circuit de multiplication.

4.2.1 Modulation de durée.

La modulation de durée est réalisée à l'aide d'un multivibrateur comprenant deux transistors Q5 et Q6 et dont la constante de temps est obtenue par un réseau RC5. C5 étant un condensateur fixe et R la résistance équivalente de deux transistors Q3 et Q4. Sur les bases de ces transistors on applique des tensions de mesure issues d'un transformateur T3.

Ces tensions sont en opposition de phase. Les emetteurs de Q3 et Q4 étant réunis à la masse, la résistance équivalente de ces transistors varie suivant l'amplitude instantanée u de la tension U à mesurer.

La fréquence de recurrence du multivibrateur définie par la valeur de C5 et la valeur de la somme des résistances équivalente de ces deux transistors est bien plus grande que la fréquence du signal à mesurer.

Ainsi pour chaque valeur de tension instantanée u de la tension à mesurer U , on aura des valeurs différentes pour les résistances équivalentes des deux transistors R_3 et R_4 . ~~équivalentes des deux transistors Q3 et Q4.~~ Les durées T_1 et T_2 des deux alternances du signal issu du multivibrateur dependent alors de la valeur instantanée de la tension de mesure.

Avec deux transistors Q1 et Q2 fonctionnant en chopper et commandés par le signal issu du multivibrateur, on réalise une contre réaction qui assure la linearité de l'ensemble multivibrateur :

L'on a alors :

$$K \sqrt{} = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}$$

4.2.2 Modulateur d'amplitude.

Le courant de mesure est appliqué au transformateur T2 et au secondaire, aux bornes de R22 et R23, on a deux tensions E1 et E1 proportionnelles au courant.

Ces tensions en opposition de phase sont appliquées sur les collecteurs de deux transistors Q7 et Q8 fonctionnant en "choppers", sur les bases de ces transistors on applique deux tensions en opposition de phase provenant du multivibrateur, ainsi les tensions proportionnelles au courant sont modulées par le signal provenant du multivibrateur.

Dans chaque circuit collecteur des choppers, se trouve un filtre R26 - C10 - R28 et R27 - C11 - R29 puis une résistance commune R30.

On voit donc que les tensions secondaires sont commutées, alternativement à travers ce filtre, sur la résistance R30.

Pendant une période du multivibrateur T1 + T2, la valeur moyenne du courant dans cette résistance sera :

$$\begin{aligned}
 i_m &= \frac{1}{T_1 + T_2} \int_0^{T_1 + T_2} i \cdot dt \\
 &= \frac{1}{T_1 + T_2} \cdot \frac{e}{R} \left[\int_0^{T_1} dt - \int_{T_1}^{T_1 + T_2} dt \right] \\
 &= \frac{e}{R} \left[\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} \right] \text{ ou } \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = k u \\
 e &= k \cdot i \text{ d'où } i_m = K \cdot k \cdot u \cdot i
 \end{aligned}$$

Comme $T_1 + T_2$ est faible durant la période du signal à mesurer, le courant i_m représente la valeur instantanée de la puissance à mesurer :

$$UI \sin \omega t \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

La valeur moyenne pendant une période du signal à mesurer est alors :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u \cdot i \cdot dt = U_{\text{eff}} \cdot I_{\text{eff}} \cos \varphi$$

La tension filtrée aux bornes de R30 représente donc la puissance active .

4.3 Amplificateur à courant continu.

La tension apparaissant aux bornes de R30 est appliquée à l'entrée d'un amplificateur à courant continu à liaisons directes. Cet amplificateur comprend deux étages amplificateurs du type différentiel (Q_9, Q_{12}) et ($Q_{10} - Q_{11}$) et un étage de puissance qui délivre un courant continu proportionnel à la puissance à mesurer. La linéarité de cet amplificateur est assurée par une contre réaction de courant.

En effet une forte contre réaction donne à l'ensemble une impédance de sortie élevée qui permet de s'affranchir dans certaines limites de variations possibles de la résistance de charge.

Caracteristiques.

Ce capteur (tout comme le précédent) possède une source auxiliaire d'alimentation.

- Soit en courant alternatif (50 HZ) : 110 - 127 - 220V.

- Soit en courant continu 48V

- * Il délivre un courant de sortie variant entre 0 et 10 mA.
- * Ce courant de sortie présente un résidu de filtrage de 200 mV crête à crête à 100 HZ.
- * Le temps de réponse est de l'ordre de 0,35 sec pour une variation de 0 à 90% de l'étendue de mesure.
- * Il a une masse de 4,8Kg alors que le capteur galvanométrique pesait 8,5 Kg c'est à dire presque le double.

V- CONCEPTION ET REALISATION D'UN TRANSMETTEUR DE PUISSANCE.

Les transmetteurs galvanométriques et statiques se basent soit sur un système wattmétrique, soit sur un système de doubles modulation.

L'étude des multiplicateurs analogiques nous a permis de voir que ces procédés de multiplication n'étaient pas aussi performants que d'autres comme le multiplicateur à effet hall ou le multiplicateur monolithique. Il semble donc logique dans le cadre d'une amélioration de penser à un transmetteur utilisant l'un de ces deux multiplicateurs.

5 - 1 - Choix du multiplicateur.

Pour fixer notre choix sur l'un ou l'autre des deux multiplicateur précédents, nous nous sommes référées.

- D'une part aux prix respectifs donc à la technique de réalisation.

- D'autre part à la complexité respective des circuits périphériques nécessaires à l'application du multiplicateur à la mesure de puissance.

5 - 1 - 1- Comparaison des techniques de réalisation.

En considérant la technique du multiplicateur à effet hall et également les caractéristiques des circuits monolithiques où il est possible d'obtenir un bon appareillage entre deux étages, l'utilisation de la technique de transconductance variable pour la réalisation du multiplicateur est apparue comme étant la plus appropriée et la moins complexe.

Ceci a donc entraîné une nette diminution du prix du multiplicateur monolithique par rapport au multiplicateur à effet hall.

5 - 1 - 2 Mesure de puissance.

5 - 1 - 2 - 1 Wattmètre à effet hall.

L'utilisation de ce wattmètre pose un certain nombre de problèmes pratiques notamment dans l'alimentation du multiplicateur et dans la mesure de la tension de hall.

a) Alimentation du multiplicateur.

Les signaux d'entrée du multiplicateur se présentent sous la forme de tension (image de tension et courant d'entrée). Il faut donc concevoir des convertisseurs tension courant dont l'étude et la réalisation posent le problème suivant:

- Les impédances d'entrée sont variables.
- La résistance d'entrée du générateur de hall varie avec le courant d'excitation, par effet magnétoresistif.
- L'impédance du circuit magnétique est fonction de la fréquence.

Pour stabiliser l'admittance de transfert en égard à la variation de la charge, on place une contre-réaction d'impédance commune aux circuits d'entrée et de sortie des convertisseurs.

a - 1 Convertisseur C1 (appliqué au circuit magnétique.)

C'est essentiellement un amplificateur différentiel avec contre-réaction d'émetteur.

- Le gain en courant doit être suffisamment grand pour que l'admittance de transfert soit stabilisée.

Or le gain en courant d'un transistor décroît quand la charge augmente. Il en résulte que l'amplificateur doit présenter un gain assez élevé à la valeur maximale de la charge pour être sûr des performances du convertisseur. On fait donc suivre l'étage différentiel par un amplificateur à gain élevé utilisant le montage " DARLINGTON ".

- L'ensemble de ces deux étages va constituer ce qu'on appelle un montage complémentaire symétrique de contre-réaction courant-tension.

a - 2 Convertisseur C2 (appliquée au générateur de hall.)

C2 repose sur le même principe que C1, mais comme la résistance d'entrée de la cellule de hall est assez faible, C2 nécessite un gain moins élevé que C1.

On aura donc un dispositif complémentaire symétrique à deux étages avec une résistance de contre-réaction r .

- De plus, la dérive à la sortie étant essentiellement fonction de la stabilité de la tension entre les bases des transistors d'entrée, On place un dispositif de stabilisation classique constitué de deux diodes.

b) Amplificateur de sortie.

La tension de hall fournie à la sortie du multiplicateur nécessite une amplification. Par ailleurs les potentiels des électrodes du générateur de hall présentent un signal en " mode commun " d'amplitude importante par rapport à la tension de hall à mesurer.

Il est donc indispensable d'avoir un amplificateur différentiel ayant un taux de rejection assez élevé.

- Pour cela l'étage d'entrée de l'amplificateur se compose de deux transistors appairés et d'un transistor (utilisé en injecteur de courant) permettant une excellente réjection en mode commun.

- Un effet de contre-réaction (obtenu par résistances polarisant la base du transistor précédent) permet d'améliorer la constance du courant.

- Le deuxième étage constitué de deux doubles transistors, autorise le niveau de sortie à être ramené à la masse.

c) Réseau de compensation.

De plus le multiplicateur doit être utilisé avec ses circuits de compensation des tensions résiduelles, induite et de hall (voir chapitre II) On voit donc (fig 5.4) que le circuit complet du multiplicateur d'effet hall appliqué à la mesure de puissance est assez complexe.

Convertisseur C1 Convertisseur C2 Multiplicateur Ampli de sortie

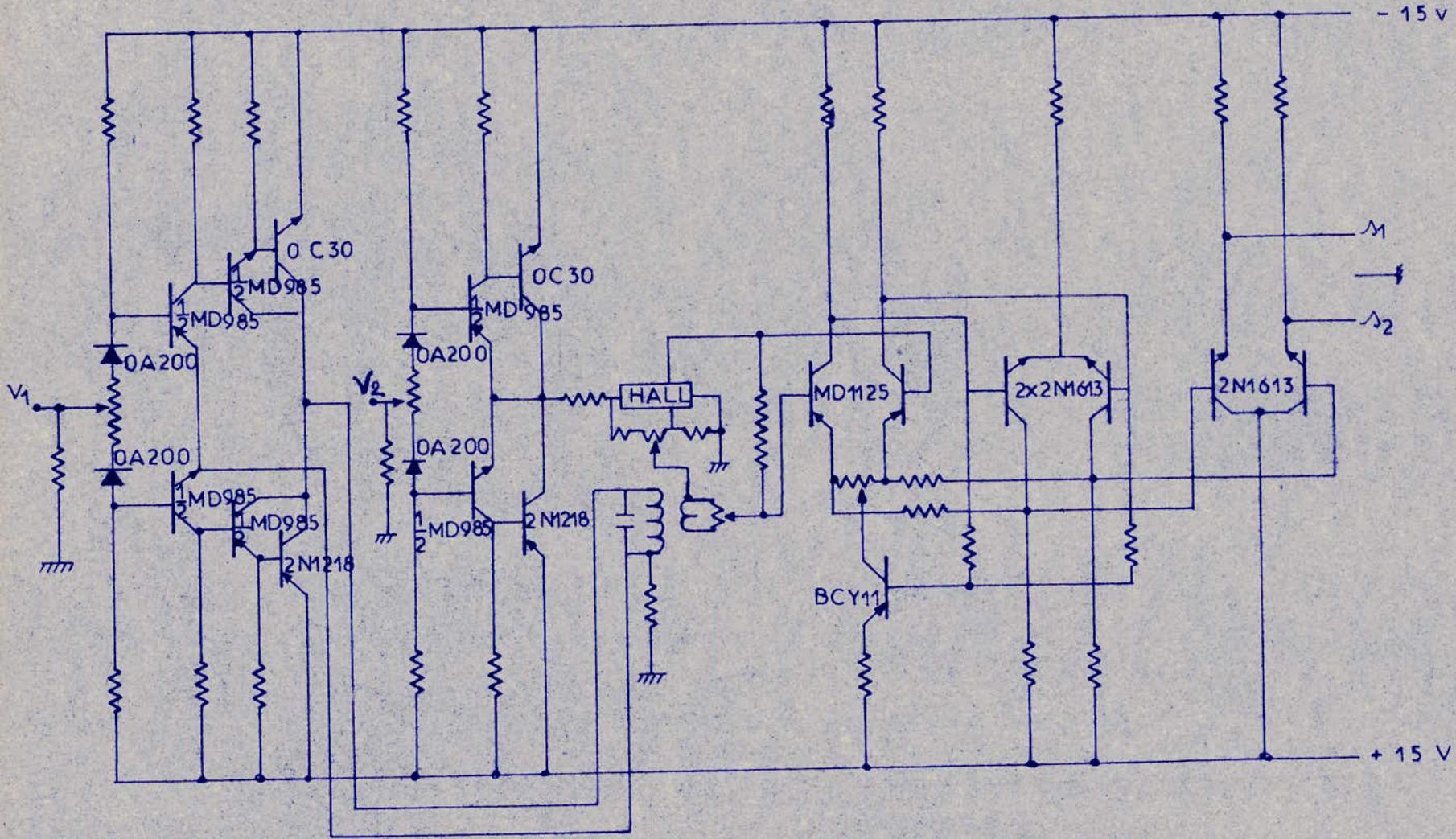


Fig. 5-1 MULTIPLICATEUR A EFFET HALL
APPLIQUE A LA MESURE DE PUISSANCE

5 - 1 - 2 - 2 - Wattmètre monolithique.

Le montage est constitué essentiellement par le multiplicateur monolithique suivi d'un amplificateur opérationnel.

- Les images des courant et tension sont injectées directement dans le multiplicateur.
- L'amplificateur opérationnel placé après le multiplicateur permet de ramener le signal de sortie à la masse.

Le circuit complet du multiplicateur monolithique appliqué à la mesure de puissance comporte également les différents potentiomètres de compensation des tensions d'offset.

Conclusion:

Si nous comparons les prix de ces deux multiplicateurs et leur circuit périphérique il apparaît évident que l'utilisation du multiplicateur monolithique est la plus avantageuse ne serait ce que du fait de la simplicité de son réseau de compensation.

Nous allons donc envisager la conception et la réalisation d'un transmetteur à circuit intégré dont l'élément essentiel sera un multiplicateur monolithique. Le transmetteurs devra avoir les mêmes caractéristiques que celles des transmetteurs actuellement utilisés par la SONEGAS.

5 - 2 - Spécifications.

5 - 2 - 1 - Caracteristiques générales.

- Conversion d'une puissance active monophasé encourant continu proportionnel.
- Réalisation en circuits intégrés uniquement.
- Utilisation de composants usuels sans caracteristiques spéciales (pas de contraintes sur la précision des éléments passifs).
- Processus de mesure traité avec des signaux à fort niveau (pour éliminer bruits et dérives).

5 - 2 - 2 Caracteristiques d'entrée.

Le courant et la tension peuvent avoir une forme d'onde sinu-
dale ou non.

- Courant d'entrée 0 à 5A.
- Tension d'entrée 0 à 100V

5 - 2 - 3 Caracteristiques de sortie.

- Réstitution d'un courant continu variable de 0 à 10 mA.
- Débit constant sur une charge pouvant varier de 0 à 1500 ohms.
- Tension residuelle alternative superposée au courant de sortie:
+ 1% crête à crête.

5 - 2 - 4 Alimentation.

Par tension continue.

5 - 3 Synoptique. (voir annexe 3)

L'élément de base de notre montage étant un multiplicateur monolithique, il faudra concevoir les autres étages de manière à ce que le transmetteur ait ~~les~~ caractéristiques définies plus haut. On aura donc un synoptique comportant:

5 - 3 - 1 -Un étage d'entrée.

Il comprend:

- Deux transformateurs d'adaptation de courant et de tension.
- Un circuit d'ajustement de ces transformateurs au multiplicateur.

5 - 3 - 2 -Un étage de multiplication .

Il est composé:

- D'un multiplicateur monolithique MC 1494 L qui admet à ses entrées des tensions de forme quelconque.
- De potentiomètres de réglage.
- D'un amplificateur opérationnel fonctionnant en convertisseur courant-tension.

5 - 3 - 3 -Un circuit de filtrage.

Comme nous l'avons déjà vu le produit fourni par l'étage de multiplication est la somme d'une composante continue proportionnelle à la puissance active et d'une composante fonction de la fréquence. Notre but étant de mesurer la puissance, il nous faut éliminer les harmoniques; aussi place-t-on un filtre à la sortie de l'étage multiplicateur.

Or l'étude comparative des filtres actifs et passifs nous a permis de voir que les premiers étaient les plus performants? Notre filtre sera donc constitué par un amplificateur opérationnel d'autant plus que nous nous proposons de n'utiliser que des circuits intégrés pour la réalisation du transmetteur.

5 - 3 - 4 - D'un amplificateur de sortie.

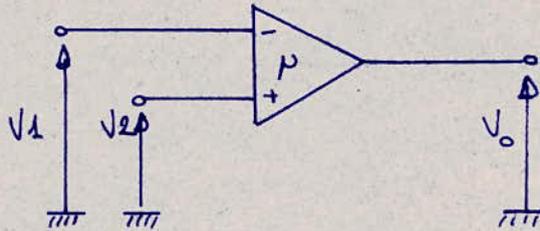
Le filtre actif va nous fournir une tension continue proportionnelle à la puissance active que l'on veut mesurer. Or l'une des caractéristiques de sortie du transmetteur doit être la restitution d'un courant continu, l'étage de sortie sera donc un amplificateur opérationnel monté en convertisseur tension courant.

5 - 4 Rappels sur les amplificateurs opérationnels.

5 - 4 - 1 Symboles et representation.

L'amplificateur opérationnel est un ensemble électrique qui se présente sous la forme d'une boîte noire comportant deux entrées (la plus classique à entrée différentielles) et à sortie unique dans lequel :

$$\begin{aligned} \varepsilon &= V_1 - V_2 \\ V_0 &= \varepsilon \cdot \rho \end{aligned}$$



ε = tension différentielle

ρ = gain différentiel de l'amplificateur qui est négatif.

$$V_0 = \rho (V_1 - V_2)$$

Cette relation définit la capacité du circuit de n'amplifier que la différence des signaux appliqués respectivement sur son entrée "inverseuse", repérée par le signal (-) et sur son entrée "non inverseuse" repérée par le signal (+).

5 - 4 - 2 Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel idéal.

Un amplificateur idéal est un quadripôle actif qui possède les quatre propriétés suivantes :

- Une impédance d'entrée $Z_A = \frac{V_A}{I_A}$ infinie
- Une impédance de sortie Z_L nulle
- Une bande passante infinie.
- Un gain en mode commun nul.
- Un gain ρ infini (gain en tension).

5 - 4 - 2 Phénomènes parasites et limitation

La caractérisation d'un amplificateur opérationnel idéal se ramène à une suite de valeurs nulles, et de valeurs infinies, et c'est la valeur finie des paramètres de l'amplificateur opérationnel réel qui est une source d'erreurs dans les montages bouclés.

5 - 4 - 3 - 1 Erreurs statiques.

Elles sont dues à la présence de générateurs de tension et de courant parasites en entrée. Ces générateurs faussent la valeur de la tension en sortie.

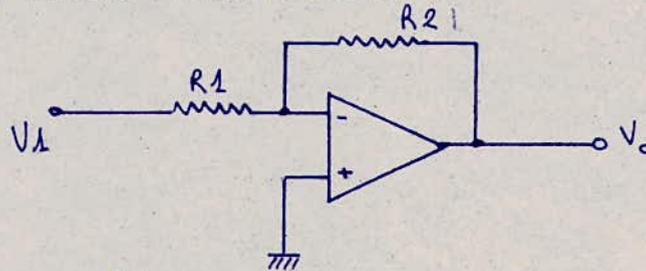
Ces erreurs dépendent de la valeur.

- De la tension de décalage.
- Du courant de décalage, et de polarisation en entrée.
- Du taux de rejection de la tension de mode commun.
- Du taux de rejection des tensions d'alimentation.

Ces erreurs n'interviennent de façon significative que dans les réseaux actifs passe-bas.

a) Tension de décalage.

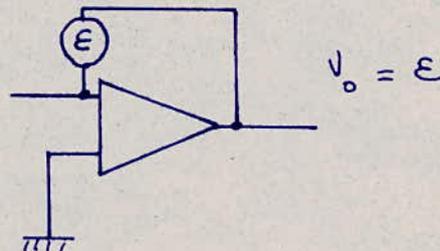
C'est la tension qu'il faut appliquer entre les deux entrées pour avoir une tension de sortie nulle.



$$\frac{V_0}{V_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\text{si } R_2 = 0 ; R_1 = \infty$$

La tension de sortie doit être nulle. En fait celle-ci ne l'est pas. L'amplificateur n'étant pas parfait, il existe un petit décalage entre les deux entrées. Dans ces conditions le schéma fig 1 devient:



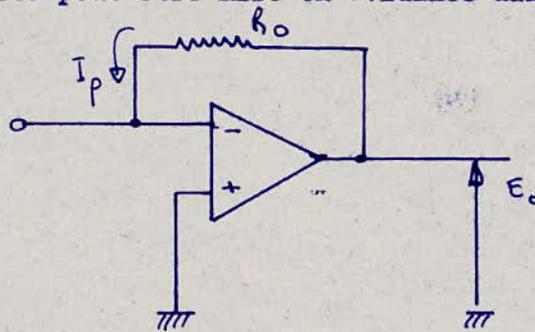
La tension de sortie est alors égale à la tension de décalage appelée tension d'offset.

En général, la tension d'offset est de l'ordre de quelques millivolts et peut être ajustée à zéro par un réglage externe. MAis celle-ci présente une dérive qui est fonction :

- De la température (20 μV à 0,1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)
- Des tensions d'alimentation (0,1 $\mu\text{V}/\text{V}$)
- Du vieillissement (40 μV par jour à 0,2 μV par jour).

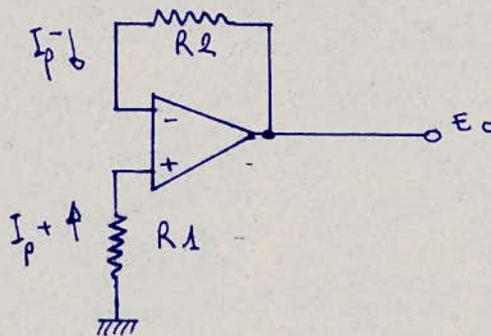
b) Courant de décalage et de polarisation en entrée, et leurs dérives

On reprend le schéma fig 1: supposons l'amplificateur opérationnel sans tension d'offset et faisons $V_1 = 0$. La tension de sortie n'est toujours pas nulle. Il est alors nécessaire de polariser les étages d'entrée de l'amplificateur par un courant de polarisation (de l'ordre de $1 \mu\text{A}$ à 10^{-10}A) qui circule dans les résistances de bouclages R_1 et R_2 . Cette tension parasite peut être mise en évidence dans le montage de la fig 2

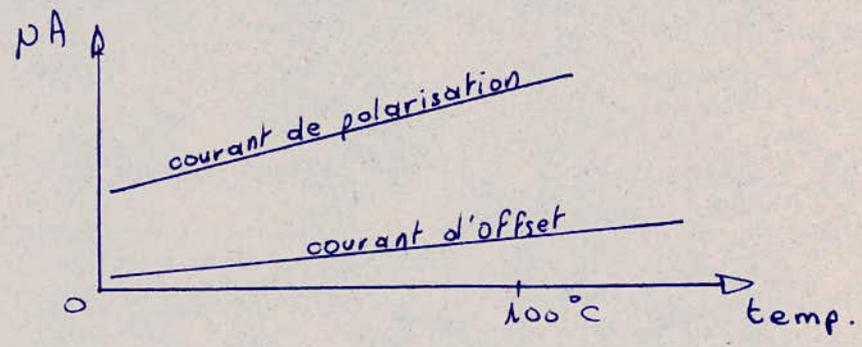


Le courant de décalage est $I_p = \frac{E_o}{R_o}$

Pour compenser la tension de décalage, on place une résistance dans l'entrée non inverseuse, équivalente à celle qu'on place à l'entrée inverseuse.



v Ici la tension E_0 est faible et ne dépend que de la différence des courants de polarisation. Cette différence est le courant d'offset (10^{-8} à 10^{-12} A). Ce courant varie en fonction de la température.



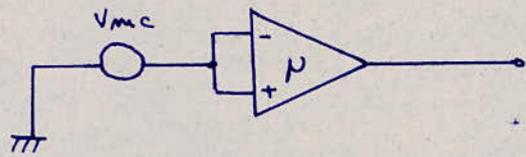
c) Taux de réjection en mode commun : C M R R.

Le taux de rejection en mode commun est le rapport entre la tension en mode commun et la tension que l'on devrait appliquer en différentiel pour obtenir la même tension de sortie.

$$C M R R = \frac{V_{mc}}{V_{id}}$$

V_{mc} : tension commune d'entrée

V_{id} : tension différentielle d'entrée



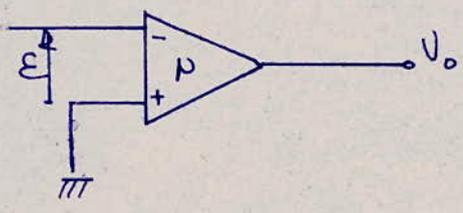
Si V_1 et V_2 sont deux tensions que l'on applique aux deux entrées. On peut écrire :

$$V_1 = \frac{V_1 + V_2}{2} + \frac{V_1 - V_2}{2}$$

$$V_2 = \frac{V_1 + V_2}{2} - \frac{V_1 - V_2}{2}$$

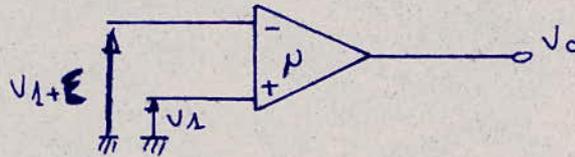
$$\text{d'où } V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

- Pour les montages inverseurs (entrée (+) à la masse; et entrée (-) à la tension)



$$V_{mc} = \frac{\epsilon}{2}$$

- Pour les montages suivants :

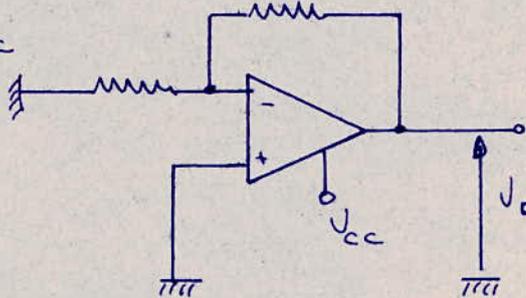


$V_{mc} = \frac{V_1 + V_1 + E}{2} \neq V_e$. D'où importance de la tension en mode commun pour les montages suiveurs.

d) Taux de rejection des tensions d'alimentation.

Le rapport de réjection des tensions d'alimentation est le rapport de la variation de la tension du générateur de tension résiduelle d'entrée à la variation de tension d'alimentation qui donnerait la meilleure variation de tension de sortie.

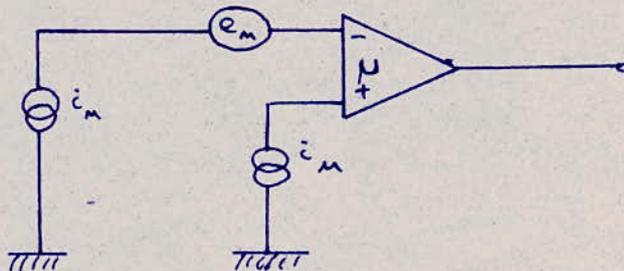
$$SVR = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_{cc}}$$



e) Tension et courant de bruit.

L'influence du bruit dans les amplificateurs opérationnels est très importante.

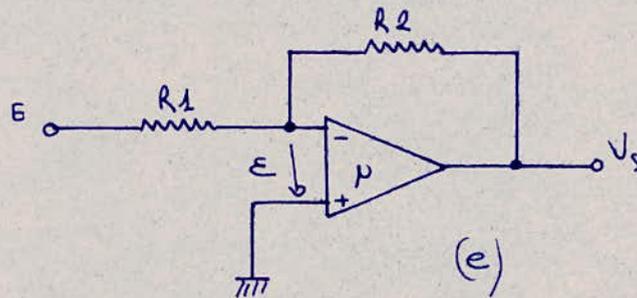
Les sources de tension et de courant de bruit peuvent être représentées ainsi:



Le bruit est fonction de la bande passante. Plus cette bande est large et plus le bruit est grand; donc on a intérêt à diminuer la largeur de la bande pour réduire au maximum son influence.

5 - 4 - 4 Quelques montages fondamentaux.

 5 - 4 - 4 - 1 Equation fondamentale.



μ étant le gain de l'amplificateur idéal d'après(e) on peut écrire:

$$V_s = \mu \cdot \varepsilon$$

$$\frac{V_e - \varepsilon}{R_1} = \frac{\varepsilon - V_s}{R_2}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{\mu} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

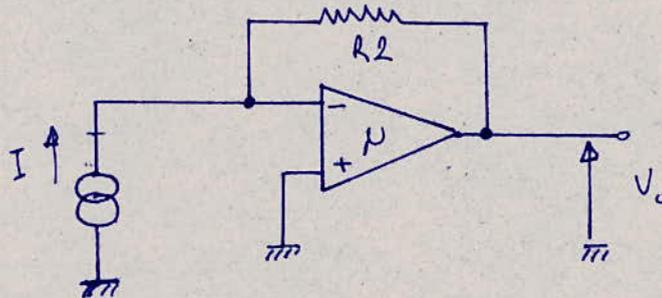
$$\underline{\underline{G = G_0 \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu\beta}}}}$$

G = gain du montage en boucle fermée.

$G_0 = -\frac{R_2}{R_1}$: gain du montage pour un amplificateur idéal à gain infini

$\mu\beta$: gain de boucle.

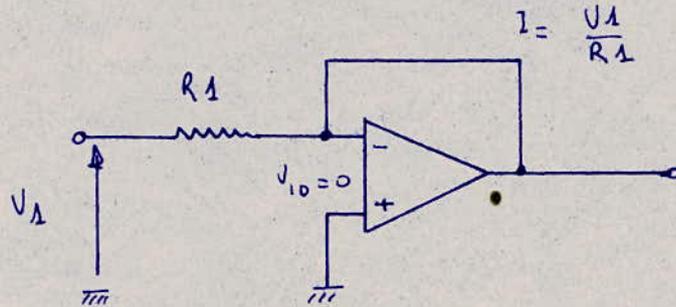
5 - 4 - 4 - 2 Convertisseur courant-tension.



Dans ce montage le générateur de courant I débite dans une impédance nulle. ~~Donc~~ tout le courant I circulera donc dans la boucle de contre-réaction, entraînant une chute de tension aux bornes de R_2 que l'on retrouvera en sortie de l'amplificateur opérationnel donc à très basse impédance de sortie et par rapport à la masse:

$$\underline{\underline{V_o = -R_2 \cdot I}}$$

5 - 4 - 4 - 3 Convertisseur tension courant.



Dans ce montage l'une des bornes de R_1 est au potentiel V_1 et l'autre à $0V$. Le courant qui circule dans R_1 sera donc :

$$\underline{\underline{I = \frac{V_1}{R_1}}}$$

Comme aucun courant ne circule dans l'entrée inverseuse, le courant $\frac{V_1}{R}$

se retrouvera intégralement dans la boucle de contre-réaction quelle que soit la charge qui y sera disposée.

5 - 4 - 4 - 4 Filtre actif.

a) Comparaison filtre actif - filtre passif.

La fonction active se ramène à un composant unique et bon marché : l'Amplificateur opérationnel monolithique. Contrairement aux filtres passifs, les filtres actifs n'utilisent pas d'inductances et cette seule différence permet déjà plusieurs remarques importantes.

L'absence d'inductance implique une bonne homogénéité dimensionnelle entre tous les composants du filtre. Ceci réduit considérablement l'encombrement du dispositif rendant ainsi possible une miniaturisation assez poussée.

Une capacité réelle se rapprochera beaucoup plus d'une capacité idéale (c'est-à-dire ayant une tangente Δ nulle) que ne le ferait une inductance réelle d'une inductance idéale (c'est-à-dire ayant un coefficient de surtension ∞).

Une résistance ou une capacité peut donc être considérée comme un élément idéal dans la gamme des fréquences de fonctionnement des amplificateurs opérationnels et ce, sans commettre d'erreur significative. Ceci n'est pas le cas pour une inductance et surtout aux fréquences basses. Tous les calculs étant effectués avec des éléments passifs, supposés parfaits, la réponse mesurée sur un circuit actif aura par conséquent toute chance d'être plus proche du gabarit théorique que la réponse d'un filtre passif mettant en oeuvre la même fonction de transfert.

La difficulté et le goût de réalisation d'une inductance à tolérance étroite font que dans la plupart des cas, un réglage du filtre passif sera nécessaire, ce réglage implique du temps et du matériel donc une augmentation du prix de revient du montage. Cet inconvénient n'existe pas avec les filtres actifs pour lesquels résistances et capacités peuvent être spécifiées à tolérance étroite pour une augmentation moindre.

L'absence d'inductance élimine le problème de couplages parasites et les conséquences des variations de la self en température. Malheureusement les filtres actifs n'ont pas que des avantages par rapport aux circuits passifs.

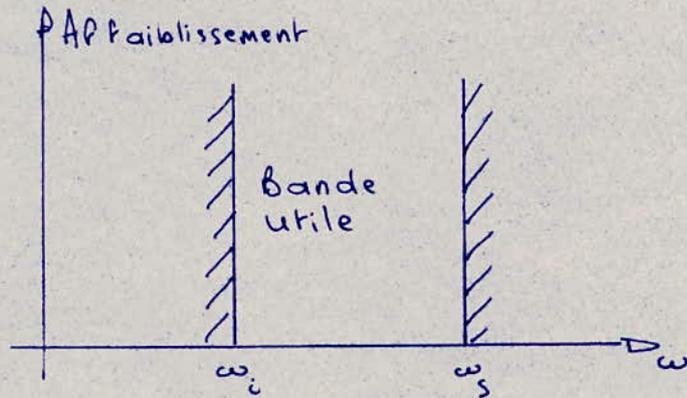
La nécessité d'une ou deux tensions d'alimentation avec la consommation que cela implique peut se révéler une contrainte gênante. Les amplificateurs opérationnels à très faible consommation propre apportent cependant une réponse à ce genre de problème .

Un autre inconvénient des filtres actifs est lié à la dynamique du signal en sortie. Du côté des grandes valeurs d'amplitude c'est la saturation des étages de sortie des amplificateurs opérationnels qui introduit la limitation supérieure. La limitation inférieure est atteinte avec le bruit du dispositif.

Le filtre passif est un circuit "naturellement" stable. En effet quelle que soit la qualité de ses composants L et C, le coefficient de surtension restera toujours de valeur finie. Ceci n'est pas nécessairement le cas avec un filtre actif dans lequel une petite variation dans la valeur d'un composant passif peut entraîner un important, déplacement des pôles pouvant aller jusqu'à l'oscillation du montage. C'est là tout le problème de sensibilité. Plus grand sera le nombre de circuits actifs utilisés dans un filtre actif et plus réduite sera sa sensibilité.

b) Problème de filtrage.

Un filtre actif doit transmettre sans déformation tout signal dont le spectre se trouve réparti dans la bande utilisable et éliminer tout autre signal dont le spectre est situé en bande indésirable. La représentation graphique de la réponse en amplitude d'un filtre idéal d'affaiblissement serait:

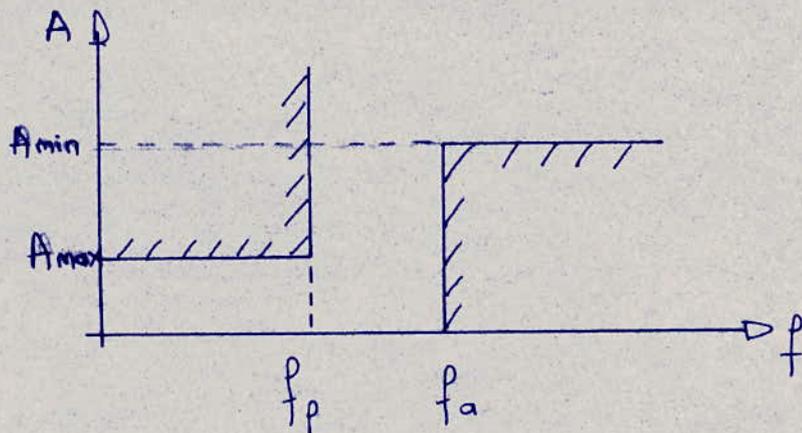


Un tel filtre est irréalisable physiquement et le problème ne peut donc avoir qu'une solution approchée. Cette approximation est une réponse contenue dans un "gabarit" indiquant les tolérances admises.

c) Gabarit d'un filtre réel passe-bas.

Ce gabarit est entièrement défini par la connaissance des quatre grandeurs A_{max} , A_{min} , f_p , f_a , la sélectivité $k_1 = \frac{f_p}{f_a}$

ou $k_1 = \frac{f_a}{f_p}$ qui exprime la raideur de la bande de transition, k_1 est très importante puisqu'elle permet d'exprimer le degré de perfection du filtre.



Nous allons montrer que pour réaliser un filtre passe-bas à partir de son gabarit, il faut passer par l'intermédiaire de fonctions mathématiques particulières ou fonctions d'approximations, qui permettent à leur tour de trouver la fonction de transfert du filtre à construire et donc de déterminer la structure et la valeur de ses éléments.

On utilise généralement pour le filtre passe-bas les fonctions ayant des propriétés caractéristiques connues:

- Filtres de butterworth.
- Filtres de tchebycheff.

d) Filtres de butterworth.

Les filtres de butterworth sont ceux qui possèdent la propriété d'avoir une courbe de réponse la plus plate possible à l'origine c'est-à-dire pour la fréquence nulle.

Les fonctions de butterworth s'expriment par la relation:

$$\left| \frac{VS}{VE} \right|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2m}}$$

Dans laquelle:

ω_c = pulsation de coupure à 3 dB

m = ordre du filtre.

VS, VE = tensions de sortie et d'entrée.

- On peut écrire la loi d'affaiblissement sous la forme suivante.

$$e^{-2AP} = \frac{1}{1 + x^{2N}}$$

x étant la pulsation réduite.

AP et ses dérivés par rapport à x jusqu'à $(2N - 1)$ premières dérivés sont nulles pour $x = 0$.

Etant donné que A_{pmax} toléré en bande passante, on tire:

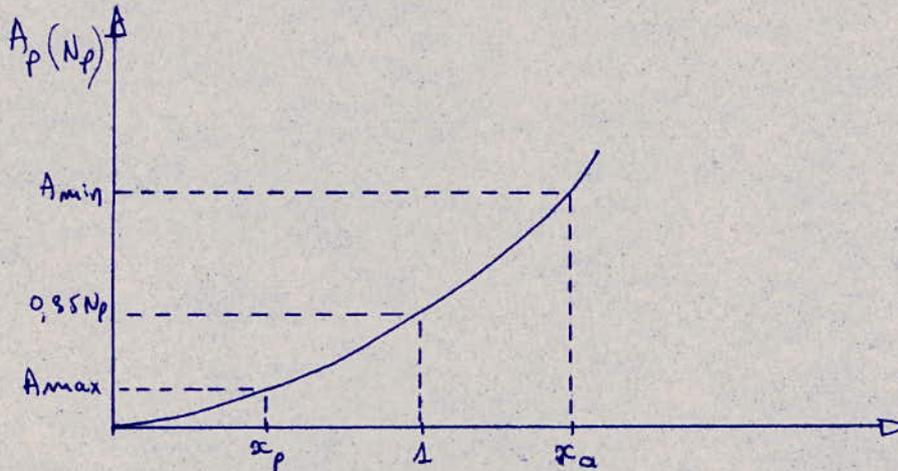
$$x_p = \sqrt[2N]{e^{2A_{pmax}} - 1}$$

x_p étant la limite de la bande passante.

De même pour l'affaiblissement minimal imposé en bande coupée est défini par:

$$x_a = \sqrt[2N]{e^{2A_{min}} - 1}$$

La bande comprise entre ω_p et ω_a s'appelle bande de neutre. Les filtres H.F ont une réponse de la forme.



Réponse d'un filtre (butterworth).

Les filtres de butterworth sont utilisés lorsqu'aucune des propriétés essentielles (selectivité, distorsion de phase, réponse indiciale) n'est primordiale. Ils constituent un compromis entre ces qualités.

e) Approximation de Tchebycheff.

(Ou à ondulations d'égaies amplitudes, ou ER (égal ripple))

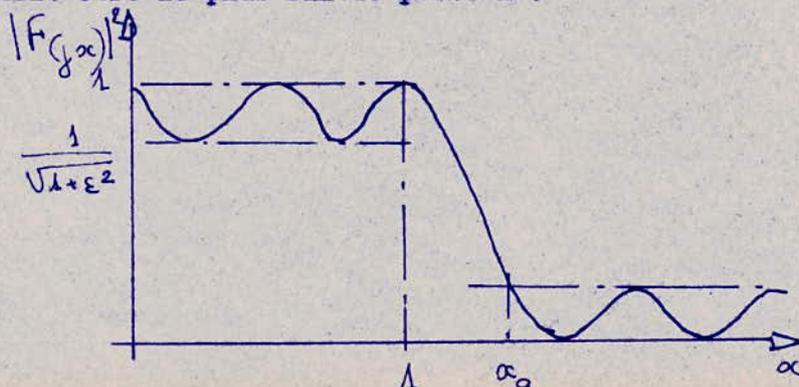
Il est possible de trouver une fonction, de degré inférieur aux fonctions de butterworth, pour une approximation aussi bonne du filtre passe-bas idéal (amplitude et pulsation normalisées).

Nous résumons les contraintes, qu'on doit imposer à la courbe de réponse du filtre.

- Dans la bande passante l'affaiblissement doit rester inférieur à une valeur limitée A_{BP} .

- Dans la bande coupée nous imposerons à l'affaiblissement de rester supérieur à une valeur limitée A_{BC} .

- L'intervalle de transition bande passante, bande coupée, $\omega_a - 1$, doit être le plus faible possible.



Ces contraintes peuvent être satisfaites en utilisant les polynômes de tchebycheff.

La relation suivante:

$$|F(j\omega)|^2 = \left| \frac{V_s}{V_e} \right|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_m^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)}$$

ω_c : fréquence de coupure à 3dB

ε : nombre réel positif inférieur à l'unité.

$T_n \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)$: polynôme de tchebycheff de degré n possédant la propriété de passer n fois par les valeurs 0 et 1 pour $0 < \frac{\omega}{\omega_c} < 1$

On obtient ainsi une courbe de réponse oscillant n fois entre les valeurs 1 et $\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$ dans la bande transmise.

Même chose pour les filtres de butterworth. Les filtres de Tchebycheff obéissent à la loi d'affaiblissement suivante.

$$e^{-2\alpha\rho} = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_m^2(\alpha)}$$

avec : $\varepsilon < 1$

$T_N(x) = \cos(N \operatorname{Arc} \cos x)$ pour $|x| \leq 1$

$T_N(x) = \cosh(N \operatorname{Argch} x)$ pour $|x| > 1$

$T_N(x) = 1$ pour $x = \cos \frac{\pi}{m}$

$T_N(x) = 0$ pour $x = \cos \frac{(2k-1)\pi}{2m}$

On rappelle que les polynômes de Tchebycheff sont définis par la relation de recurrence.

$$T_{N+1}(x) = 2x \cdot T_N(x) - T_{N-1}(x)$$

Donc : $T_0(x) = 1$

$$T_1(x) = x$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$$

Pour $x > 1$, on peut prendre seulement le premier terme on aura donc:

$$T_m(n) = 2^{n-1} x^m$$

Cette approximation va nous permettre de déterminer n:

On a:

$$e^{2A_p} = 1 + \epsilon^2 T_m^2(x)$$
$$A_p = \frac{1}{2} \text{Log}_e (1 + \epsilon^2 T_m^2(x))$$

Pour $x \gg 1$ $A_p \simeq \text{Log}_e \epsilon T_m(x)$

Soit $AP \simeq \text{Log } \epsilon + (m-1) \text{Log } 2 + m \text{Log}_e x$

Ces filtres sont caractérisés par une ondulation dans la bande passante d'amplitude $\frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2}}$. Ces filtres sont utilisés lorsque la sélectivité (pente d'atténuation) près de la fréquence de coupure doit être élevée. La distorsion de phase est importante et sa réponse indicielle est mauvaise.

f) Détermination de la fonction de transfert.

Le filtre que l'on cherche à construire est composé d'éléments linéaires, localisés et invariables dans le temps, tels que résistances, capacités, amplificateurs. Il en résulte que la fonction de transfert s'exprimera par une fraction rationnelle de la variable complexe:

$$P = j\omega$$
$$F(p) = \frac{P(p)}{E(p)}$$

avec P(p) : polynôme pair

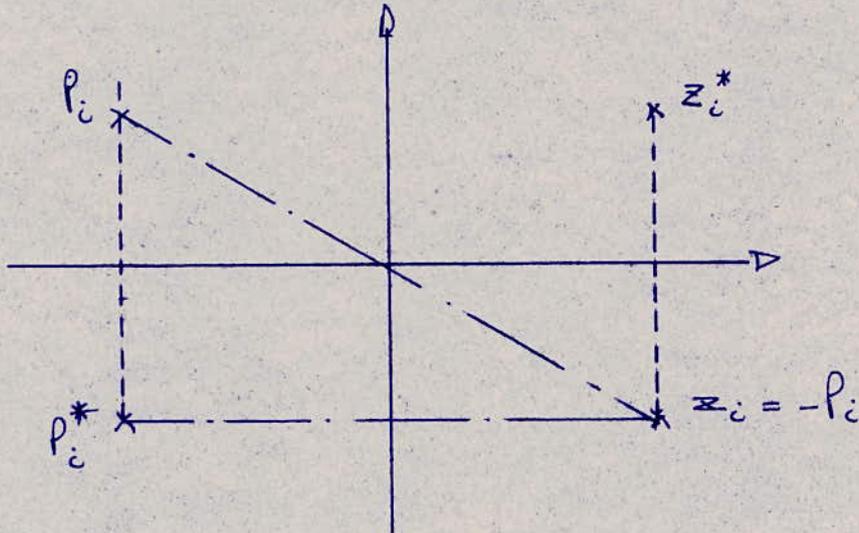
De plus, ce filtre doit être stable, c'est-à-dire qu'aucun signal ne peut apparaître en sortie s'il n'existe de signal d'entrée. Cela entraîne que E(p) est un polynôme de Hurwitz). C'est-à-dire que toutes les racines sont à partie réelle négative. Cela entraîne aussi que le degré de P(p) est au plus égal à celui de E(p).

Les pôles de la fonction de transfert doivent être à partie réelle négative on a :

$$\left| \frac{V_s}{V_e} \right|^2 = |F_{21}(p)|^2$$

D'autre part $|F_{21}(p)|^2 = F_{21}(p) \cdot F_{21}(-p)$; (1)

Les pôles et les zéros de (1) sont en répartition quadrantale c'est-à-dire que si P_i et Z_i sont pôle et zéro de $F_{21}(p)$, P_i^* et Z_i^* le sont également.



Les pôles situés dans le demi-plan gauche appartiennent obligatoirement à $F_{21}(p)$. Mais les zéros de $F(p)$ peuvent être situés n'importe où dans le plan complexe sauf si on désire que $F_{21}(p)$ soit à "déphasage minimal".

5 - 5 - Réalisation Pratique.

5 - 5 - 1 - Etage d'entrée.

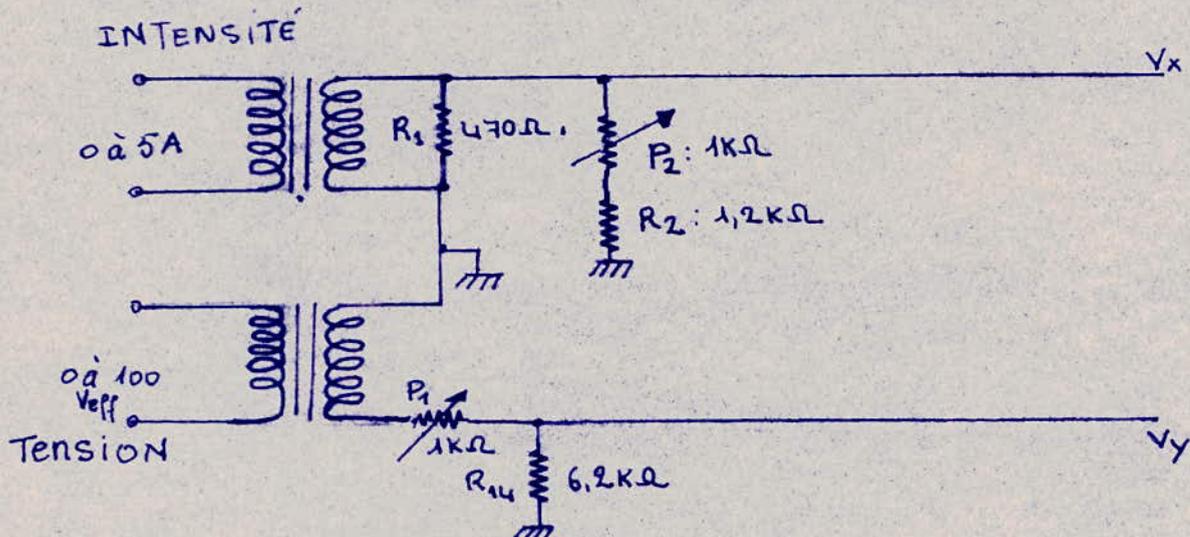
Les tensions maximales admises par le multiplicateur sont:

$$V_X = \pm 10 \text{ V}$$

$$V_Y = \pm 10 \text{ V}$$

L'impédance d'entrée du multiplicateur étant de $300 \text{ m}\Omega$, les entrées V_X et V_Y du multiplicateur ne consomment pas de courant, les signaux d'entrée proportionnels à $u(t)$ et $i(t)$ doivent donc être inférieurs à 20V crête à crête c'est-à-dire inférieurs à: $\frac{20}{2,8} \approx 7,1 \text{ v. eff}$

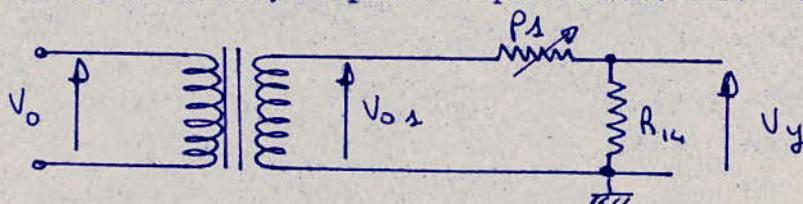
D'où $u(t), i(t) < 7,1 \text{ v. eff}$ aux deux entrées du multiplicateur; Le courant d'entrée maximale est de 5A et la tension d'entrée maximale est de 100V. Nous devons donc utiliser des Transformateurs.

ETAGE d'entréea) Transformateur de tension.

Le transformateur disponible fournit $V_{01} = 7,7\text{V}$ au secondaire pour $V_0 = 100\text{V}$ au primaire.

Or V_Y doit être $< 7,1\text{V}$

Pour obtenir cette valeur, on place un pont diviseur $P_1 - R_{14}$.



$$VY = \frac{VO1 \cdot R14}{R14 + P1}$$

Comme on ne dispose que de potentiomètres de $1K\Omega$ on pose $P1 = 1K\Omega$
 Pour un réglage au milieu de $R1$, on aura:

$$VY = \frac{VO1 \times R14}{R14 + 500}$$

$$727 = \frac{14,7 R14}{R14 + 500}$$

$$R14 = 5,9 K$$

On prend $R14 = 6,2 K$ (valeur normalisée).

b) Transformateur de courant.

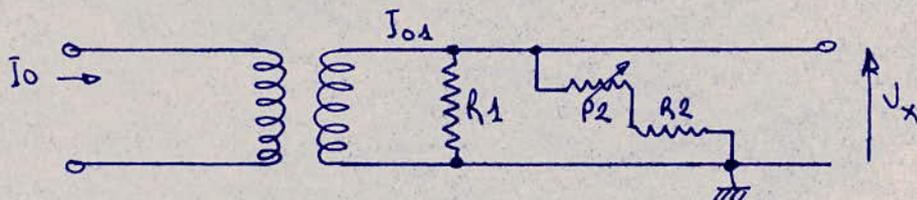
Le transformateur disponible nous donne $IO1 = 20 mA$ du secondaire pour $IO = 5A$.

Comme on veut $V \times < 7,1$, il nous faut placer une charge R .
 On ~~peut~~ choisir R variable afin de permettre un ajustement, on pourrait faire correspondre R à une résistance $R1$ en série avec un potentiomètre $P2$, d'où $R1 + P2 = 355 ohms$.

Or nous n'avons à notre disposition que des potentiomètres de $1K$ nous envisageons donc une deuxième solution qui consiste à placer $P2$ en parallèle avec $R1$.

$P2$ ne pouvant être relié directement à la masse (risque de court-circuit au cas où $P2$ est réglé au zéro). On place une deuxième résistance $R2$ en série avec $P2$.

On aura donc le montage suivant:



$$R = \frac{R1 (R2 + P2)}{R1 + R2 + P2} \quad (\nabla)$$

La valeur de R1 sera la valeur normalisée la plus proche de R = ~~355~~ ohms
d'où R1 = 470 ohms.

D'après l'équation (1) on aura:

$$355 = \frac{470 (R2 + P2)}{470 + R2 + P2}$$

$$R2 + P2 = 1450 \Omega$$

$$P2 = 1K \Omega$$

Pour un réglage au milieu de P2 on aura $R2 + 500 = 1450 \Rightarrow R2 = 950 \Omega$
on prendra $R2 = 1K \Omega$

5 - 5 - 2 Le MC 1494 L.

Les multiplicateurs à circuits intégrés monolithiques ont rendu possible la conception d'une famille de transmetteurs analogiques ayant des temps de réponse rapides.

5 - 5 - 2 - 1 - Des cription du circuit.

Le multiplicateur MC 1494 L est composé d'un régulateur de tension et de courant à l'entrée et d'un convertisseur de courant différentiel à la sortie (voir annexe 4.1).

a) Régulateur.

Le régulateur permet de rendre le MC 1494 L indépendant des variations des tensions d'alimentation à la ligne. Il produit des tensions régulées qui sont utilisées dans le circuit de réglage des offsets, circuit composé par des potentiomètres placés entre les bornes 2 et 4 à la ligne. La tension de sortie régulée à la borne 2 et 41 3volts alors que la tension de sortie régulée à la borne 4 est 4,3volts.

Le régulateur établit aussi un courant de référence constant I1 qui contrôle toutes les sources de courant constantes dans le MC 1494 L. Ce courant I1 est déterminée par R1 qui doit être égale à 16K Ω pour qu'on puisse avoir les meilleurs performances en température. Comme le régulateur fournit 8,7V à la borne 1 on aura $I = 0,5 \text{ mA}$.

b) Multiplicateur (MC 1494 L).

La partie multiplicateur du MC 1494 L a été étudiée en détail dans le chapitre II.

c) Convertisseur du courant différentiel.

Cette partie du circuit transforme le courant différentiel de sortie ($I_A - I_B$) en un courant.

$$I_0 = I_A - I_B \quad \text{où} \quad I_0 = 2 \frac{V_X \cdot V_Y}{R_X \cdot R_Y \cdot I_1} \quad (\text{voir chap II}).$$

Ce courant de sortie va être transformé en une tension de sortie par un amplificateur opérationnel utilisé comme convertisseur courant-tension avec une contre-réaction R_1 .

Le résultat est donné par:

$$V_0 = \frac{2 \cdot R_L \cdot V_X \cdot V_Y}{R_X \cdot R_Y \cdot I_1}$$

$$\text{où} \quad K = \frac{2 \cdot R_L}{R_X \cdot R_Y \cdot I_1} \quad : \text{facteur d'échelle.}$$

5 - 5 - 2 - 2 - Composants extérieurs.

Pour le fonctionnement en BF on utilise le circuit de la (fig 5.5.A).

a) Choix de R_X et R_Y .

Les choix des ~~filons~~ de R_X et R_Y dépend de l'amplitude des tensions V_X et V_Y .

Pour maintenir une linéarité spécifiée, R_X et R_Y doivent être choisies suivant les équations suivantes.

$$R_3 \gg 3V_X \text{ max, en } K \ \Omega \text{ quand } V_X \text{ est en volts.}$$

$$R_4 \gg 6V_Y \text{ max, en } K \ \Omega \text{ quand } V_Y \text{ est en volts.}$$

$$\text{on a} \quad V_X = 10V \Rightarrow R_X \gg 30 \text{ K } \Omega ; \text{ on prendra } R_X = R_3 = 33K$$

$$V_Y = 10V \Rightarrow R_Y \gg 60 \text{ K } \Omega ; \text{ on prendra } R_Y = R_4 = 68K$$

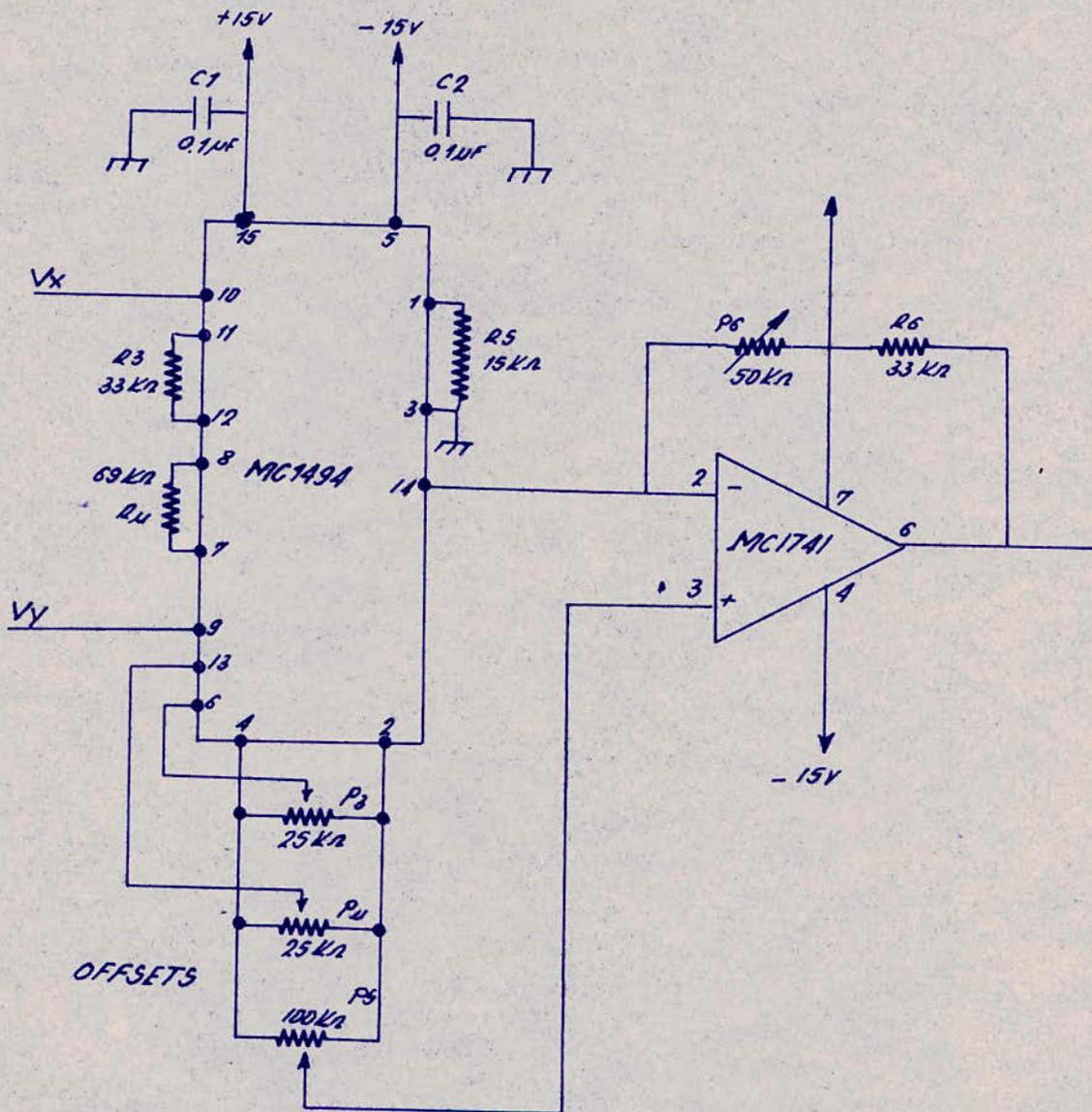


Fig. 5.51: MULTIPLICATEUR MONOLITHIQUE

Applique à la mesure de puissance

0 On voit que RY a une valeur double de celle de RX. Ceci est dû au fait que l'entrée "Y" du multiplicateur présente une non-linéarité du 2ème ordre, alors que l'entrée "X" a une simple non-linéarité (1er ordre).

En faisant RY double de RX la linéarité des deux entrées "X" et "Y" devient la même.

c) Choix du facteur d'échelle K.

Le facteur d'échelle K est choisi comme étant $K = \frac{1}{10}$.
 Car ce facteur est pratique quand VX et VY ont de grandes valeurs (+ 10V). Evidemment si VX = VY = 10V et le facteur d'échelle K = 1, le système ne peut pas fournir une tension de sortie de 100V. Aussi K est fixé à $\frac{1}{10}$, et fournit donc une tension de sortie diminuée par un facteur de $\frac{1}{10}$.

d) Choix de RL.

$$\text{On a } K = \frac{1}{10} = \frac{2 \text{ RL}}{\text{RX} \cdot \text{RY} \cdot \text{I1}}$$

$$\text{RL} = \frac{\text{RX} \cdot \text{RY} \cdot \text{I1}}{2 \cdot 10}$$

RL est alors égale à:

$$RL = \frac{(33 \text{ K}) (69 \text{ K}) (0,5 \text{ mA})}{10} = 56,9 \text{ k} \Omega$$

On peut donc obtenir une précision suffisante de K en utilisant une résistance RL de 57 K .

Dans notre cas RL sera constituée par une résistance fixe $R6 = 33 \text{ K} \Omega$ et un potentiomètre P6 de $50 \text{ K} \Omega$ voir (fig 5.2)

Ce qui nous permettra d'avoir un facteur d'échelle variable, pour ajuster le gain du transmetteur.

e) Choix de l'amplificateur opérationnel.

C'est un convertisseur courant-tension assez simple mais très précis : la sortie en courant du multiplicateur débite à travers RL (contre-réaction) pour fournir une sortie en tension à base impédance. De plus cette configuration présente une solution stable en température. Sachant que les courants d'offset et de polarisation de l'amplificateur opérationnel causent des erreurs dans la tension de sortie, particulièrement en fonction de la température, un amplificateur opérationnel avec un très faible courant de polarisation et un courant d'offset devra être utilisé.

f) Réglage des offsets.

Le multiplicateur nécessite un réseau de compensation. Ce dernier sera constitué par trois potentiomètres branchés entre les bornes 2 et 4.

- L'ajustement de la tension d'offset de "Y" est obtenue avec $P3 = 25 \text{ K} \Omega$ relié à la borne 6 du MC 1494 L.
- L'ajustement de la tension d'offset "X" est obtenu avec $P4 = 25 \text{ K} \Omega$ relié à la borne 13.
- L'ajustement de la tension d'offset de sortie est obtenu en connectant le curseur d'un potentiomètre $P5 = 100 \text{ K} \Omega$ à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel.

Les tensions d'offset peuvent être ainsi ajustées au zéro.

5 - 5 - 2 - 3 - Caracteristiques essentielles du MC 1494 L (motorola).

-
- Il opère avec des tensions de + 15 v et - 15v.
- Il possède une excellente linéarité: 1%.
- Une tension d'entrée maximale + 10 volts.
- Un circuit simple d'ajustement des offsets.
- Une sortie référencée par rapport à la masse.
- Sa caractéristique de transfert "multiplicateur quatre quadrants" est donnée par la (fig. 5.5.3)
- Consommation : 350 mW au repos.

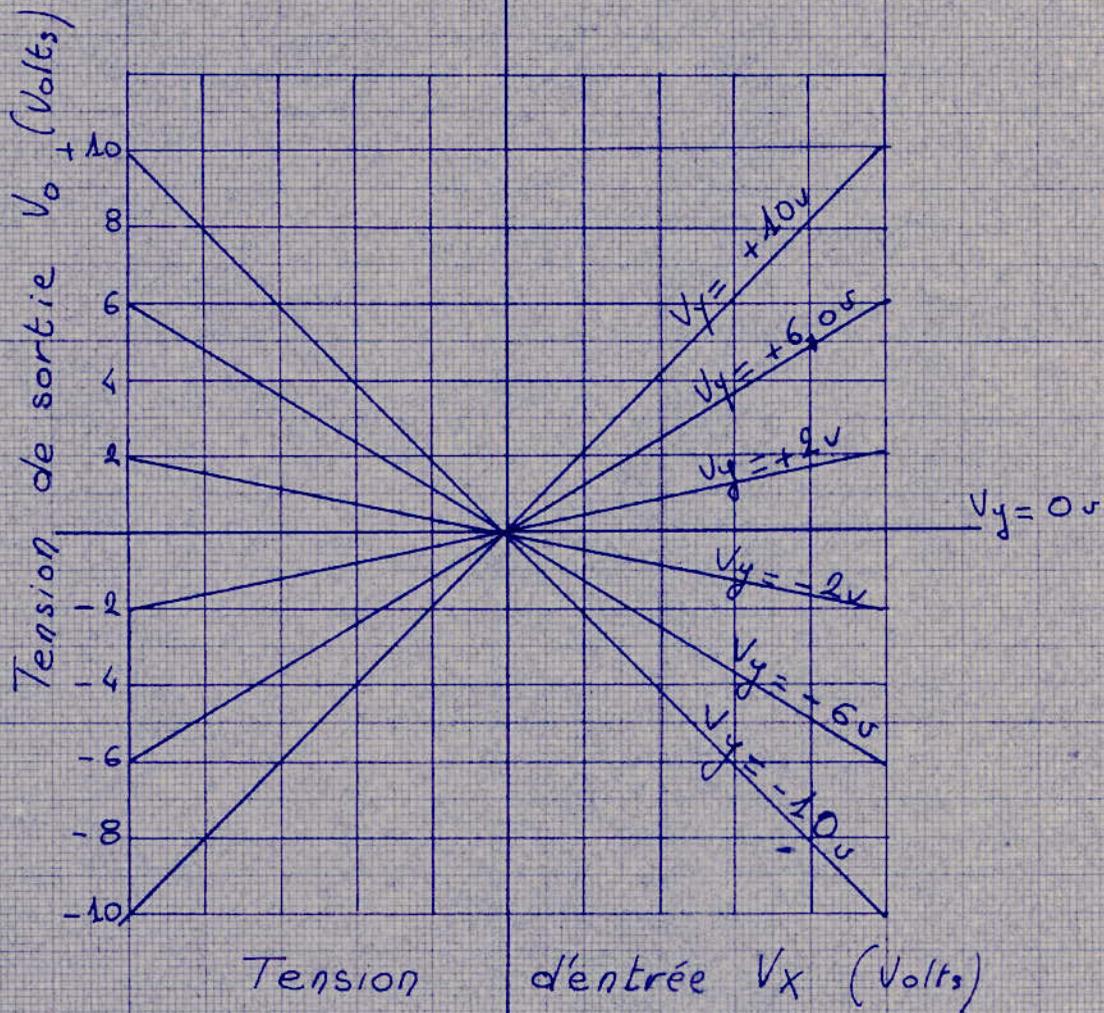
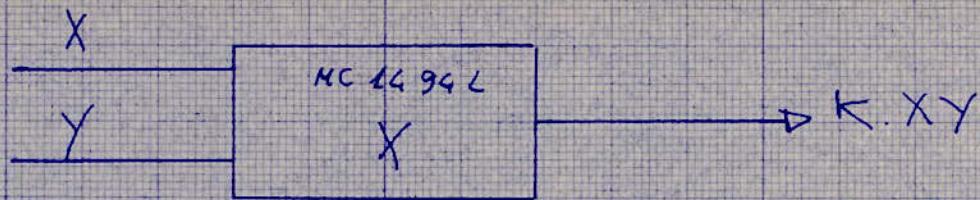


Fig. 5.5.3 Caractéristique de transfert
du multiplicateur quatre quadrants
MC 1494L, pour $K = \frac{1}{10}$

5 - 5 - 3 - Filter actif.1- Données du problème.

On veut réaliser : ~~un~~ Un filtre passe-bas éliminant

toutes les fréquences à 50 Hz; ~~pour~~ avoir une marge de sécurité suffisante on prendra comme première fréquence à atténuer $f_a = 40 \text{ Hz}$

- L'atténuation maximale admissible en bande passante sera de 1 dB

- L'affaiblissement minimal devra être de 20 dB au delà de $f_a = 40 \text{ Hz}$. On aura une pente de ~~20 dB~~ 20 dB / octave, donc la fréquence de coupure sera de 20 Hz.

2- Calculs.a) Détermination des paramètres du filtre.

- Calculons le degré n d'un filtre de butterworth; il obeit à la loi d'affaiblissement.

$$\left| \frac{V_s}{V_e} \right|^2 = \frac{1}{1 + x^{2n}} \quad x = \frac{\omega}{\omega_c} = 2$$

$$20 \log \left| \frac{V_s}{V_e} \right| = -10 \log (1 + x^{2n})$$

si $x \gg 1$:

$$20 \log \left| \frac{V_s}{V_e} \right| = -10 \log x^{2n}$$

$$-20 = -20 \log 2^n \Rightarrow \log 2^n = 1$$

$$\text{d'où } 2^n = 10 \quad 3 < n < 4$$

$$\text{on prend } \underline{n = 4}$$

- Calcul de n utilisant l'approximation de tchebycheff.

$$\text{On a : } \left| \frac{V_s}{V_e} \right|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(x)}$$

Déterminons d'abord ε :

Pour $x < 1$, donc en bande passante, la valeur maximale de l'affaiblissement est :

$$\left| \frac{V_s}{V_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}$$

en db:

$$20 \log \left| \frac{V_s}{V_e} \right| = -10 \log 1 + \varepsilon^2$$

Comme $A_{\max} = 1 \text{ db}$ pour $x = 1$

On aura :

$$0,1 = \log 1 + \varepsilon^2 \Rightarrow 1 + \varepsilon^2 = 10^{0,1}$$

$$\varepsilon^2 = 0,25 \text{ et } \varepsilon = 0,509$$

Polynôme de Tchebycheff.

$$T_{n+1}(x) = 2x \cdot T_n(x) - T_{n-1}(x)$$

- Pour $x > 1$ on a vu que : $T_n(x) = 2^{n-1} x^n$

- D'autre part, pour $x > 1$ on néglige 1 devant $\varepsilon^2 T_n^2(x)$.

$$|F(jx)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(x)}$$

$$|F(jx)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 T_n^2(x)}} \approx \frac{1}{\varepsilon T_n(x)} \approx \frac{1}{\varepsilon \cdot 2^{n-1} x^n}$$

$$\Rightarrow A_{\text{db}} = |F(jx)|_{\text{db}} = 20 \log \frac{1}{\varepsilon 2^{n-1} x^n} = -20 \log \varepsilon - 20(n-1) \log 2 - 20 \log x$$

$$20 = -5,84 + 12n - 6, \quad n = \frac{31,84}{12} \approx 2,65. \text{ On prend: } n=3$$

Le filtre de Tchebycheff est donc le plus économique puisqu'il ne nécessite qu'un étage actif (2ème ordre) et un étage passif du (1er ordre).

b) Détermination de la fonction de transfert.

L'ordre du filtre étant du 3ème ordre le filtre sera constitué par une cascade de deux cellules, l'une du 1er ordre et l'autre du 2ème ordre.

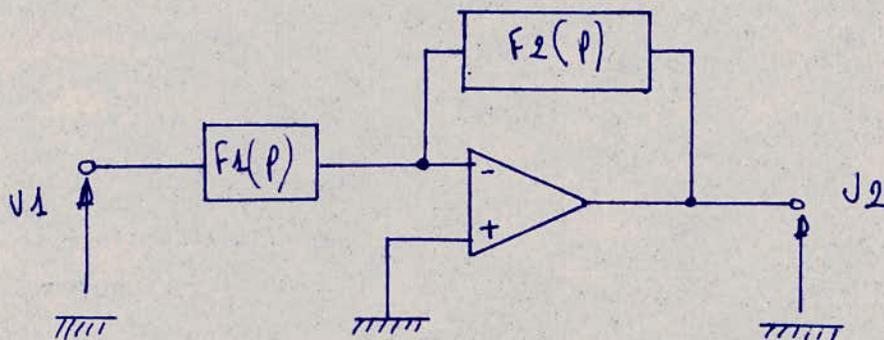
b - 1 Circuit passe-bas du 2ème ordre.

Ces circuits ont une fonction de transfert de la forme

$$F(p) = \frac{1}{ap^2 + bp + 1}$$

Expression dont les paramètres caractéristiques sont $Q = \frac{\sqrt{a}}{b}$ et $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{a}}$

Il existe de nombreuses configurations permettant d'obtenir une fonction de transfert du 2ème ordre à l'aide d'un amplificateur opérationnel associé à un réseau RC. Notre réseau sera alors de la forme suivante:

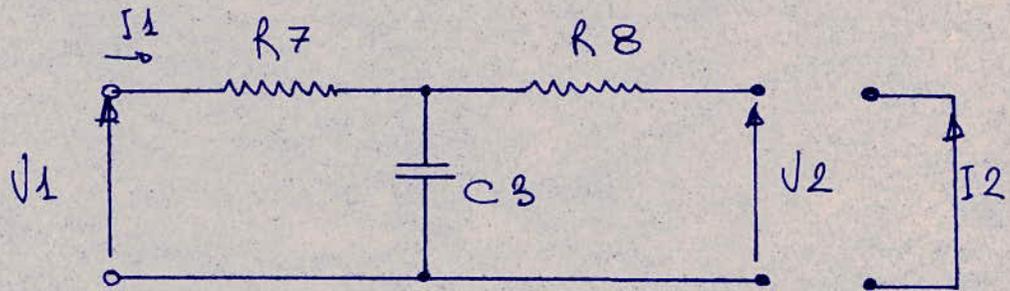


Le courant d'entrée de l'amplificateur opérationnel et sa tension d'entrée sont nuls. On peut écrire.

$$i = Y_{21a} \cdot V_1 = -Y_{21b} \cdot V_2$$

$$\frac{V_2}{V_1} = -\frac{Y_{21b}}{Y_{21a}} = F(p) = -\frac{F_2(p)}{F_1(p)} \quad (1)$$

F1 (p) peut être réalisée par le réseau suivant :



L'admittance de transfert de ce quadripôle est :

$$Y_{21a} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2)$$

On pose : $R = R7 = R8$

$$I_2 = \frac{-\frac{1}{C_3 p}}{R + \frac{1}{C_3 p}} \cdot I_1$$

$$V_1 = R \cdot I_1 + \left(R \parallel \frac{1}{C_3 p} \right) I_1$$

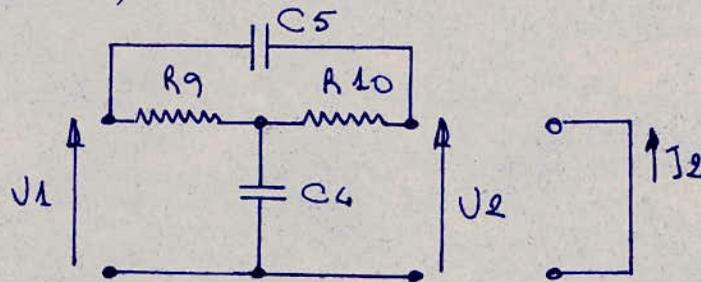
$$\frac{I_2}{V_1} = \frac{-\frac{1}{C_3 p}}{R + \frac{1}{C_3 p} \left(R + R \parallel \frac{1}{C_3 p} \right)}$$

$$Y_{21a} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{1}{(RC_3 p + 1) \left(R + \frac{R}{1 + RC_3 p} \right)}$$

$$Y_{21a} = -\frac{1}{R(2 + RC_3 p)} \quad (3)$$

Le transfert de $F_2(p)$ devra être tel que $\frac{F_2(p)}{F_1(p)} = F(p) = \frac{1}{ap^2 + bp + 1}$

$F_2(p)$ pourra être réalisée par n'importe quel réseau présentant un terme en p^2 , un autre en P et un troisième apériodique au dénominateur de sa trans-résistance, nous choisirons le réseau suivant:



L'admittance de transfert de ce quadripôle est :

$$Y_{21b} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2 = 0} \quad (4)$$

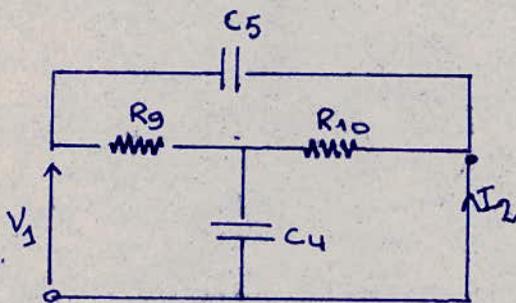


fig. 5

On pose : $R = R_9 = R_{10}$

$$Y_{21b} = Y_{21a} - C_5 P$$

$$Y_{21b} = - \frac{(1 + 2R C_5 P + R^2 C_4 C_5 P^2)}{R (2 + R C_4 P)} \quad (5)$$

On en déduit la fonction de transfert.

$$F(p) = \frac{V_2}{V_1} = - \frac{Y_{21a}}{Y_{21b}} = - \frac{1}{R^2 C_4 C_5 P^2 + 2R C_5 P + 1} \quad (6)$$

D'où le schéma complet.

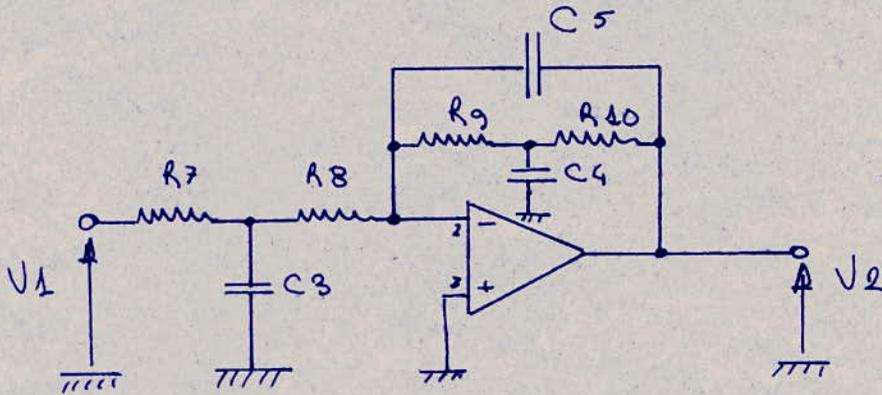


FIG.6 FILTRE PASSE-BAS du 2^{ème} ordre associant un amplificateur operationnel et deux quadripôles RC.

$$C_3 = C_4 \quad R = R_9 = R_{10} = R_7 = R_8$$

Cette fonction de transfert est bien du 2^{ème} ordre passe-bas. Les paramètres importants de ce circuit sont la fréquence propre et le coefficient de sur tension.

$$\frac{-1}{ap^2 + bp + 1} = \frac{-1}{R^2 C_5 C_4 P^2 + 2R C_5 P + 1}$$

$$a = R^2 C_5 C_4$$

$$b = 2R C_5 C_4$$

$$\text{or } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{a}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_4 C_5}}$$

$$q = \frac{\sqrt{a}}{b}$$

$$q = \frac{R \sqrt{C_5 C_4}}{2R C_5} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_4}{C_5}}$$

pas de sur oscillation, d'où $q = 1/\sqrt{2}$

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_4}{C_5}} \Rightarrow \frac{C_4}{C_5} = 2 ; C_4 = 2C_5$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_4 C_5}} \quad F_0 : \text{fréquence de coupure}$$

Prise à 20 Hz d'où $\omega_0 = 2\pi F_0 = 40\pi = 125,6$ $\frac{1}{R \sqrt{C_4 C_5}} = 125,6$

On prend $R = 51 \text{ K } \Omega$

Alors : $\sqrt{C_4 C_5} = \frac{1}{51.10^3 \times 125,6}$

$$C_4 = 2C_5 \quad C_5 = \frac{1}{51.10^3 \times 125,6 \sqrt{2}} = 0,11 \mu\text{F}$$

$$C_4 = 2C_5 = 2 \times 0,11 \mu\text{F} = 0,22 \mu\text{F}$$

On aura donc :

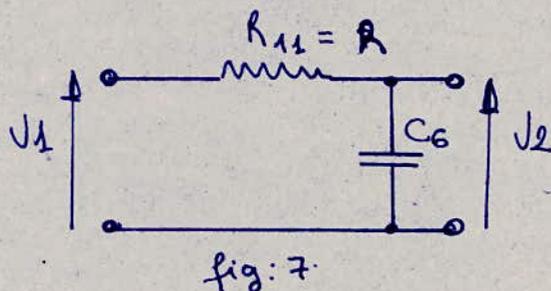
$$\begin{cases} C_4 = 0,22 \mu\text{F} \\ C_5 = 0,11 \mu\text{F} \\ R = 51 \text{ K } \Omega \end{cases}$$

b - 2 Circuit passe-bas du 1er ordre.

Ces circuits ont une fonction de transfert de la forme :

$$F(p) = \frac{a}{p + a}$$

Ce circuit peut être réalisé par une simple cellule RC

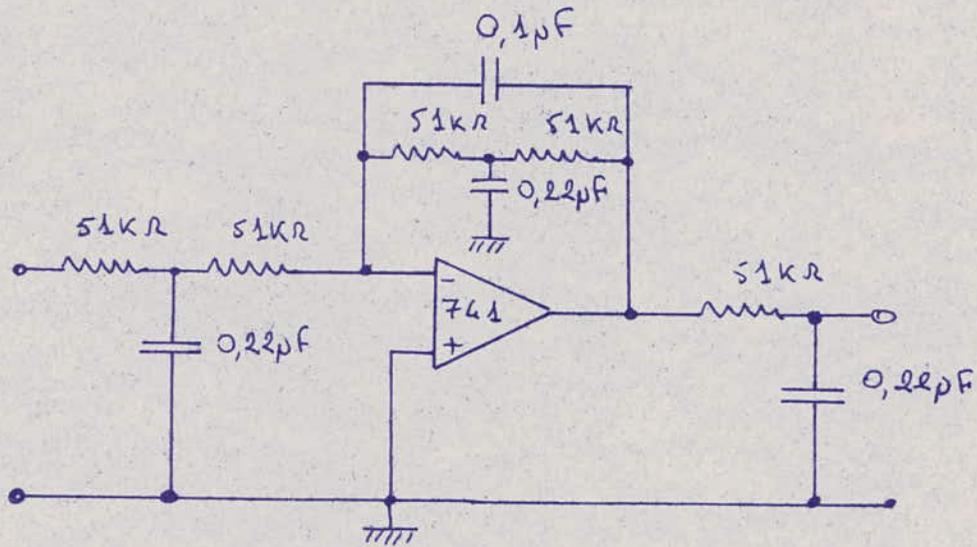


$$RC_6 \omega_c = 1 \quad \omega_c = \frac{1}{2\pi F_0 R} = \frac{1}{6,28 \times 20 \times 51.10^3}$$

$$C_6 = 0,16 \mu\text{F}$$

On prend $C_6 = 0,22 \mu\text{F}$.

D'où schéma general du filtre actif du 3ème ordre.



5 - 5 - 4 - Amplificateur de sortie.

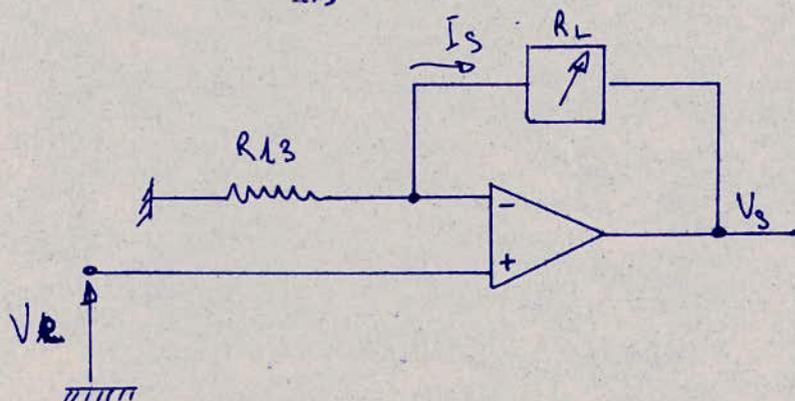
L'une des caractéristiques essentielles du transmetteur doit être une sortie en courant. Or le filtre fonctionne comme une source de tension de résistance interne R_{11} . Nous devons donc utiliser un amplificateur de courant à la sortie du filtre.

Si nous considérons la valeur de R_{11} (51K) nous voyons que cette résistance est beaucoup trop importante pour permettre l'emploi d'un amplificateur de courant normal.

Nous allons donc utiliser un amplificateur opérationnel monté en non-inverseur ce qui lui confère une résistance d'entrée élevée. Cet amplificateur opérationnel fonctionne en convertisseur tension-courant capable de délivrer dans une charge R_L un courant proportionnel à la tension d'entrée.

On utilisera le schéma suivant, dans lequel:

$$I_S = \frac{V_e}{R_{13}}, \text{ donc indépendant de } R_L$$



On veut $R_L \leq 1500$ ohms et $I_S \leq 10$ mA.

La tension d'alimentation de l'amplificateur étant de 15V, on aura:

$$V_S \leq 15V$$

On aura donc $\frac{V_S}{I_S} \leq R_C + R_{13}$

$$R_L + R_{13} \leq 1500 \text{ ohms}$$

d'où $R_L \text{ max} + R_{13} = 1500 \text{ ohms}$

Or $R_L \text{ max}$ doit être aussi proche que possible de 1500 d'où R_{13} devra être très inférieure à $R_L \text{ max}$.

$$R_{13} \ll R_L \text{ max}$$

$$R_{13} \ll 1500 \text{ ohms}$$

On prendra $R_L = 100 \text{ ohms}$.

Le convertisseur tension courant fournit un courant:

$$I_S = \frac{V_e}{R_{13}} \quad V_e = I_S R_{13}$$

$$I_S = 10 \text{ mA}$$

$$R_{13} = 100 \text{ ohms}$$

$$\Rightarrow V_e = 1 \text{ V.}$$

Or le filtre nous fournit une tension maximum: $V_{S1} = 6 \text{ V}$, il faut donc prévoir un pont diviseur $R_{11} - R_{12}$ afin de ramener cette tension à 1V.

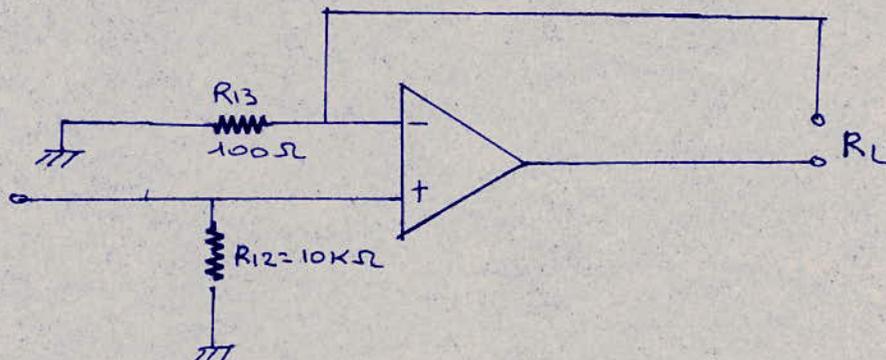
$$\text{On aura } \frac{V_e}{V_{S1}} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{11}}$$

$$\text{d'où } \frac{1}{6} = \frac{R_{12}}{R_{12} + 51 \cdot 10^3}$$

On trouve $R_{12} = 10,2 \text{ K}\Omega$

On prendra $R_{12} = 10 \text{ K}\Omega$

L'étage de sortie sera donc:



6- ESSAIS

- 6- A - Ce chapitre va nous permettre d'exposer: le choix des composants du montage, les réglages nécessaires, les essais, et les résultats.

Choix du multiplicateur.

Le MC 1494 L possède, en plus de son circuit de multiplication, un régulateur de tension et de courant à l'entrée et un convertisseur du courant différentiel à la sortie.

Le MC 1494 L apparaît donc comme l'un des multiplicateurs monolithiques nécessitant le moins de composants externes tout en étant l'un des plus performants.

* Choix des amplificateurs opérationnels.

- Choix de l'amplificateur opérationnel 1 (op . 1).
-

Le courant de sortie du multiplicateur traversant la résistance de contre-réaction de l'amplificateur opérationnel, Les courants de polarisation et d'offset de cet amplificateur vont être cause d'erreurs dans la tension de sortie V_0 .

Aussi faut-il choisir un amplificateur opérationnel ayant de faibles courants d'offset et de polarisation.

Le MC 1741 remplit bien ces conditions en effet son courant de décalage fait à peine 30 NA.

- Choix des amplificateurs opérationnels (op 2, op 3).
-

Ces deux amplificateurs opérationnels sont utilisés, l'un en tant qu'élément actif d'un filtre et l'autre en convertisseur tension courant. Il n'est donc pas nécessaire qu'ils aient des caractéristiques spéciales.

Nous allons donc utiliser des MC 1741 qui sont compensés en fréquence, protégés contre le latch-up et les courts-circuits.

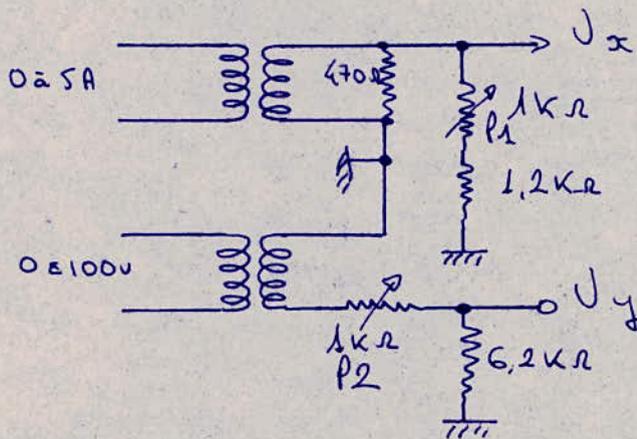
On note que l'encombrement est diminué du fait que la compensation en fréquence est interne.

De plus l'utilisation de ces amplificateurs opérationnels nous permet d'assurer une certaine homogénéité au circuit qui sera donc constitué d'un MC 1494 et de trois MC 1741 qui seront alimentés par ± 15 V.

* Choix des autres éléments.

- Les résistances du circuit externe du multiplicateur doivent être appareillées entre elles à 1%.
- Les éléments du filtre peuvent également être pris à 1% étant donné que le coefficient de surtension est inférieur à 2.

- 6 - 2 - Réglage des étages d'entrées.



Pour $I_N = 5A$ et $U_N = 100V$, on règle les entrées du multiplicateur à la valeur max $7,1 V_{eff}$ et ce en jouant sur les potentiomètres P1 et P2.

6 - 3 - Réglage de l'étage de multiplication.

La sortie du multiplicateur sera de la forme

$$V = K \left(V_x \pm V_{ox} - V_{xoff} \right) \left(V_y \pm V_{oy} - V_{yoff} \right) \pm V_{oo} \quad (1)$$

V_x = tension à l'entrée "x"

V_y = tension à l'entrée "y"

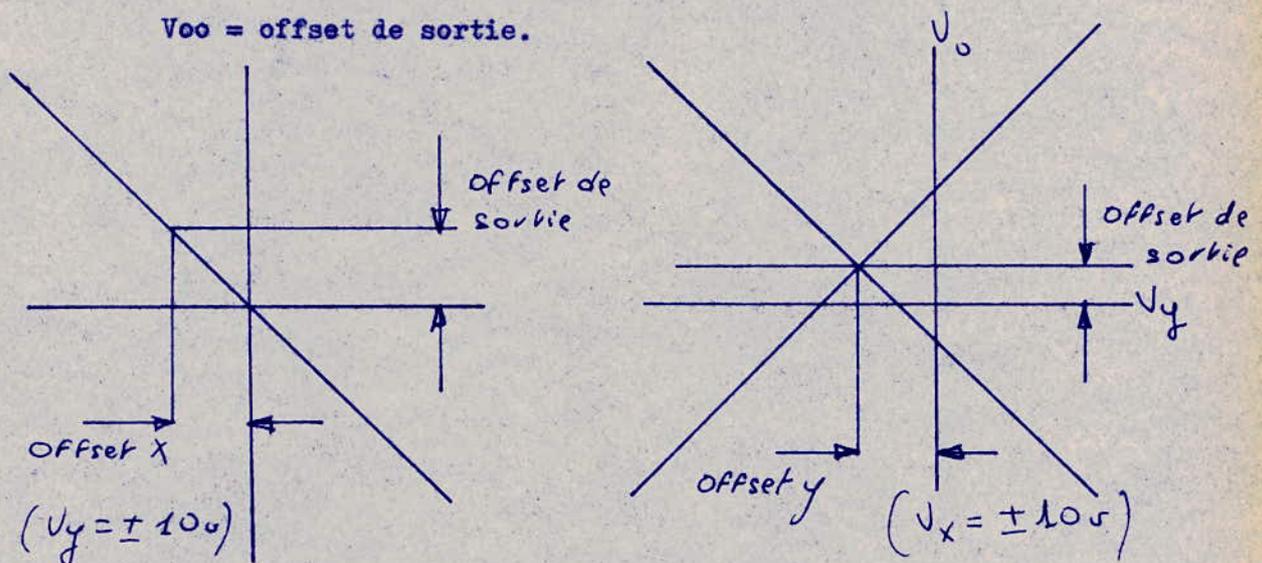
V_{ox} = tension d'offset de l'entrée x

V_{oy} = tension d'offset de l'entrée y

V_{xoff} = tension d'ajustement de l'offset x

V_{yoff} = tension d'ajustement de l'offset y

V_{oo} = offset de sortie.



- La tension d'offset d'entrée est mesurée pour V_x et V_y séparément, elle est définie comme étant la tension continue d'ajustement d'offset ("x" ou "y" donnant une sortie alternative nulle quand on applique un signal alternatif (5 Vcc, 1 KHZ), à l'autre entrée ("y" ou "x" respectivement)).

- La tension d'offset de sortie est définie comme étant la tension existant à la sortie lorsque les tensions d'entrée sont nulles.

- Le facteur d'échelle K est défini par $K = \frac{2 R_L}{R_X R_Y I_1} = 0,1$

RX RY I1

RX et RY sont constantes; il faudra donc jouer sur RL pour avoir le facteur $K = 0,1$.

6 - 3 - 1 - Réglage de l'offset d'entrée.

- On connecte un générateur (1KHZ, 5V crête à crête) à l'entrée X (borne 10).

- On branche l'entrée Y à la masse. On aura, en alternatif:

$$V_o = K (0 + V_{oy} - V_{yoff}) \sin \omega t$$

On doit avoir $+ V_{oy} - V_{xoff} = 0$ afin que $V_o = 0$.

On ajuste donc le potentiomètre P3 de l'offset Y pour avoir une sortie alternative nulle.

- la procédure est analogue pour l'entrée Y.

6 - 3 - 2 - Réglage de l'offset de sortie.

- On connecte les deux entrées "X" et "Y" à la masse.

- On ajuste le potentiomètre P5 de l'offset de sortie jusqu'à ce qu'on ait une tension de sortie = 0 volts (continu).

6 - 3 - 3 - Réglage du facteur d'échelle K.

- On applique + 10V (continu) aux deux entrées x et y.

- On ajuste P6 pour avoir - 10V à la ~~sortie~~ sortie, puis on applique - 10V (continu) aux deux entrées et on vérifie que $V_o = - 10V$.

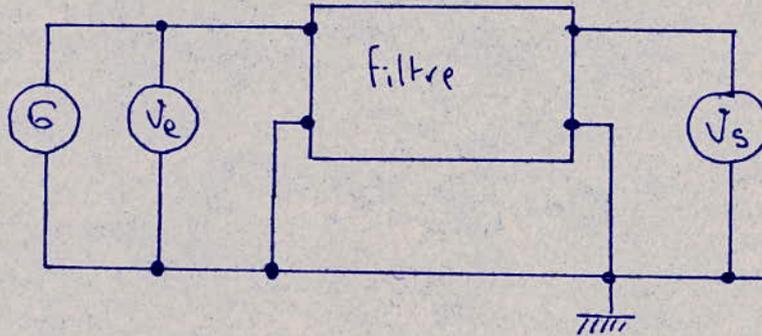
- Les différents réglages sont répétés autant de fois qu'il est nécessaire.

NOTA:

En fait, le réglage de RL sera légèrement modifié par la suite, car RL servira au réglage du maximum de l'échelle (conversion 500 W \rightarrow 10 mA). De même, le réglage de l'offset de sortie servira au réglage du 0 du capteur.

6-4-5 - Réponse du filtre.

 Pour relever la courbe de réponse du filtre, on réalise le montage suivant.



On fait varier la fréquence de la tension de sortie du générateur en mettant cette dernière à une valeur constante et on relève la tension de sortie en fonction de la fréquence.

On utilise deux voltmètres identiques et gradués en décibels. On a donc directement :

$$f(f) = 20 \log \left| \frac{V_s}{V_e} \right| = V_s \text{ (dB)} - V_e \text{ (dB)}$$

On fixe V_e à + 10 db, ce qui correspond à un niveau moyen d'attaque du filtre et on fait varier F de 2 HZ à 100 HZ.

La courbe (fig 6.1) obtenue correspond bien à la réponse d'un filtre passe bas réel qui remplit bien les conditions imposées puisqu'on a une atténuation de - 60 db à 100 HZ, fréquence que nous voulons filtrer.

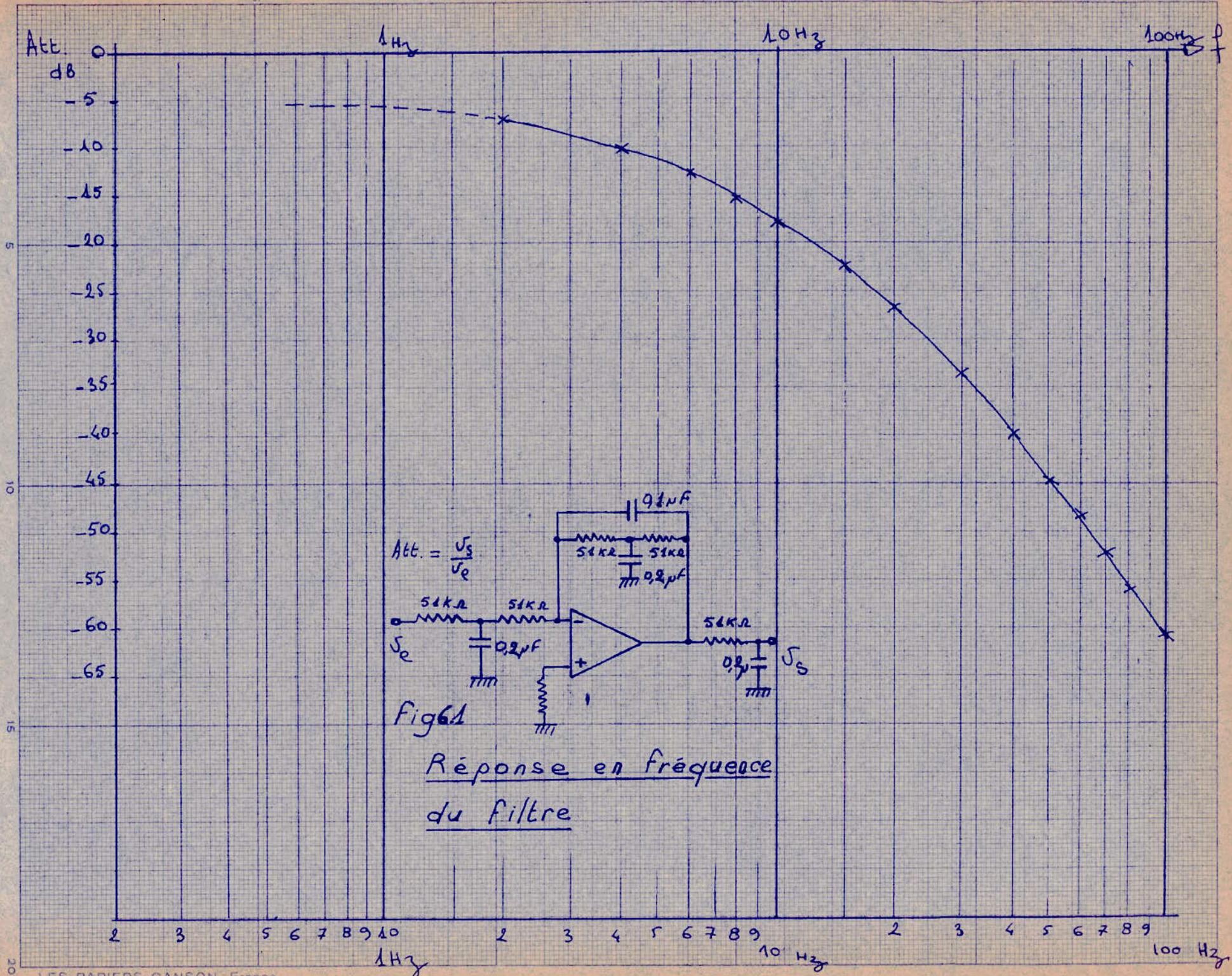
Remarque.

 On note une forte atténuation du signal en bande passante au voisinage de la fréquence de coupure.

Cette atténuation due à la faible valeur du coefficient de surtension, pourrait entraîner une détérioration du rapport signal si
 bruit

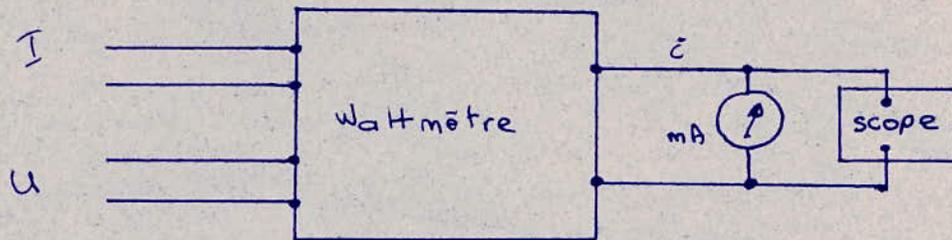
le signal était de niveau faible ce qui n'est pas le cas.

En effet le signal d'entrée a un niveau relativement élevé (de l'ordre du volt) les risques de saturations locales sont écartés par la faible valeur Q



-6-5 * Le filtrage des harmoniques ne peut pas être parfait, on a toujours une ondulation résiduelle.

Ce résidu est mesuré en branchant l'oscilloscope à la sortie. On observe un signal alternatif superposé au signal continu.



Conditions de mesure:

$UI = 450$ watts

$i = 9$ mA, soit 90% de la mesure maximale.

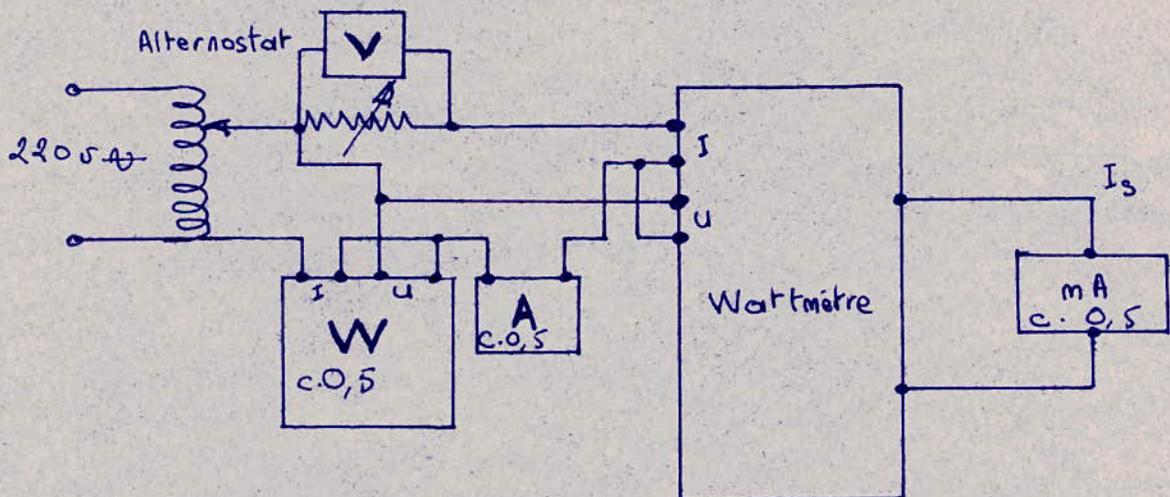
Résistance interne du galvanomètre 100Ω

Dans ces conditions la tension résiduelle est de 150 mV crête à crête, avec une fréquence de 100 HZ (voir. 6.6.)

-6-6 - Linéarité.

----- celle

- Pour estimer du transmetteur on fait le montage suivant:



a) On fait varier U et I , on relève $P_e = UI$ sur le wattmètre placé avant le transmetteur puis IS sur le milliamperemètre de sortie on trace $IS = f(P_e)$.

On obtient la droite de la fig 6.2.

b) On garde U constante $V_e = 50$ V et on fait varier I_e on trace $IS = f(I_e)$ fig 6.3.

c) On garde I constant $I = 1$ A et on fait varier V_e , on trace $IS = f(V_e)$ fig 6.4.

Les courbes montrent que le système est bien linéaire, ce qui est dû à l'excellente linéarité de MC 1494 L.

(± 1%).

I_s
mA

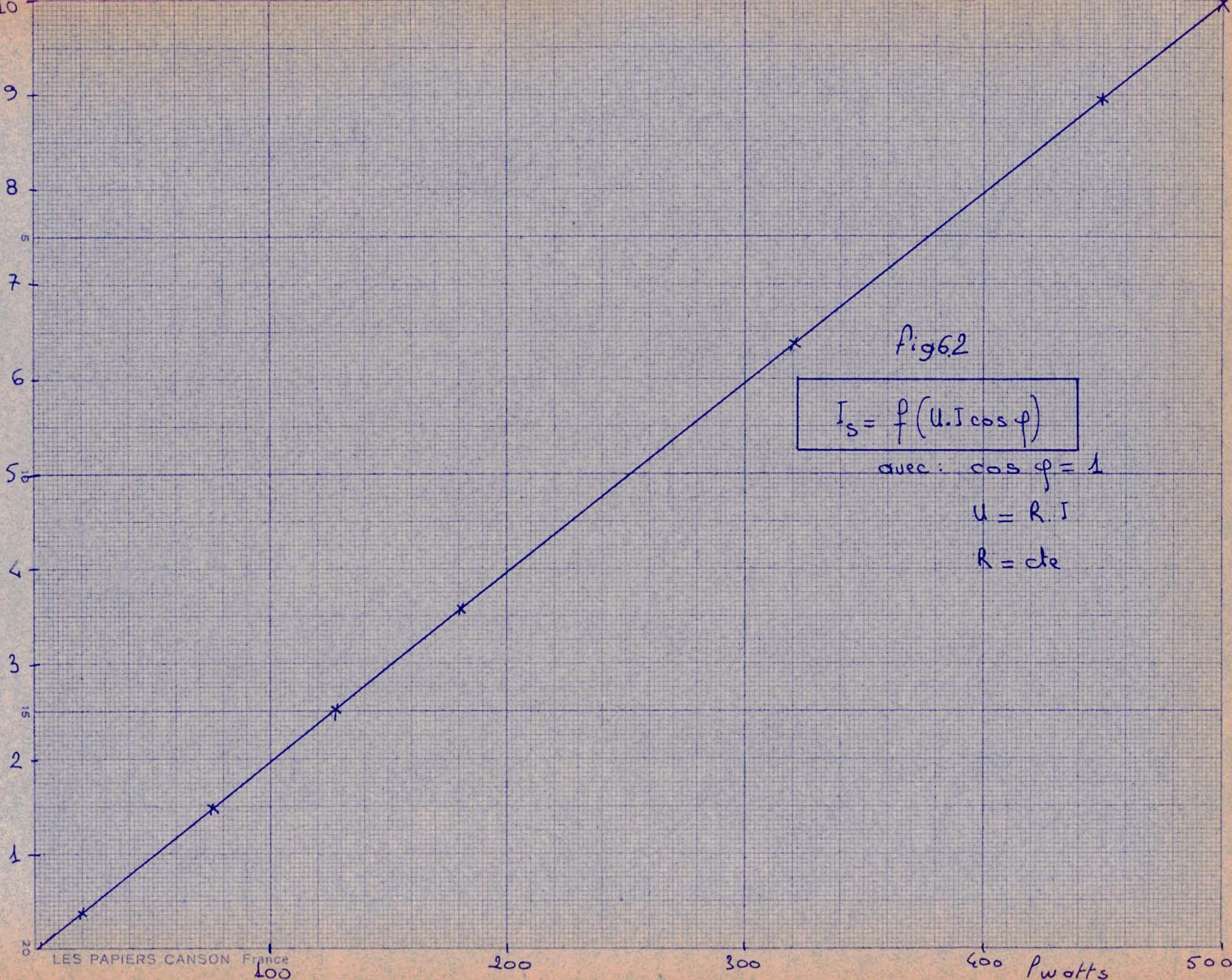


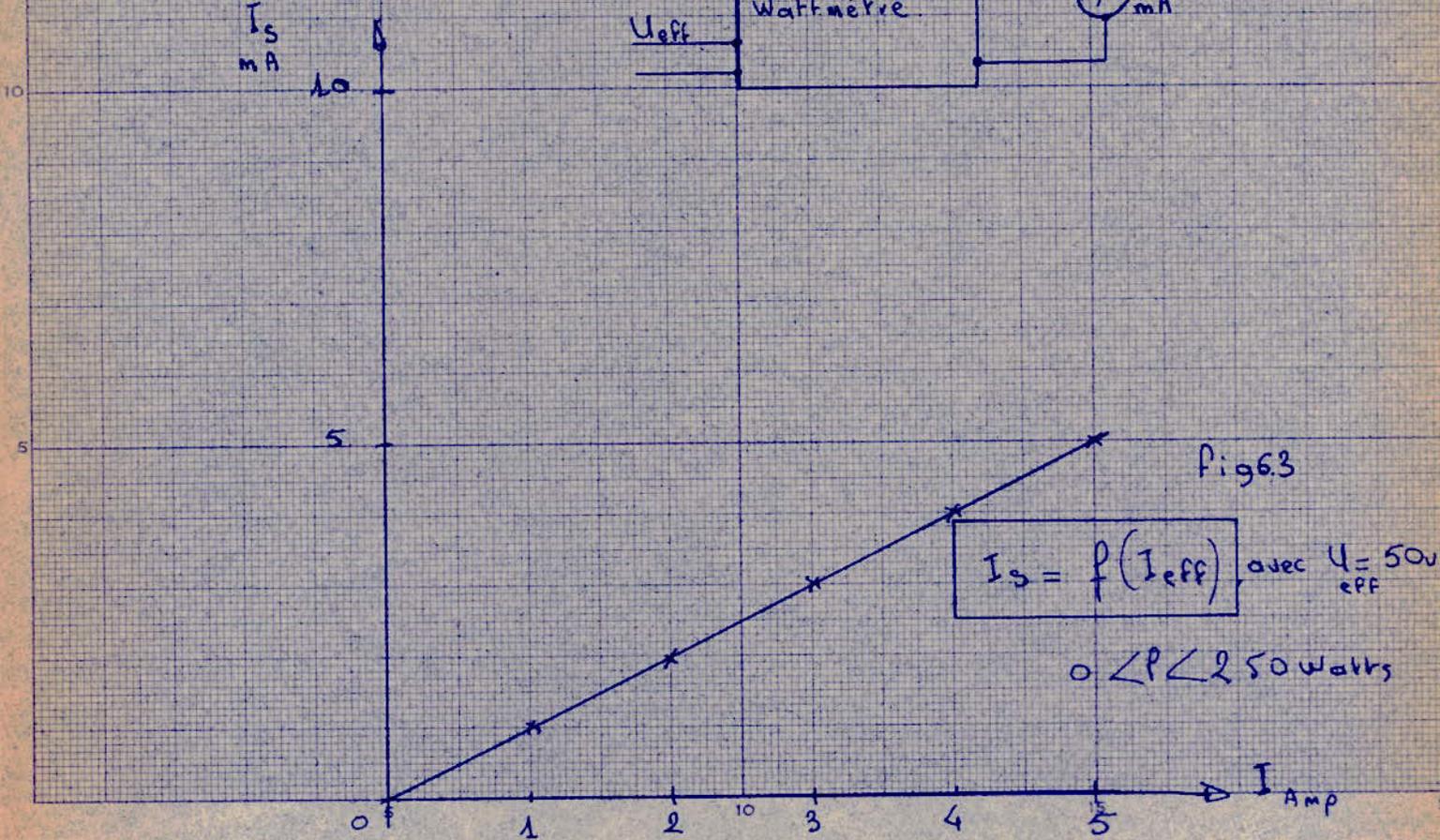
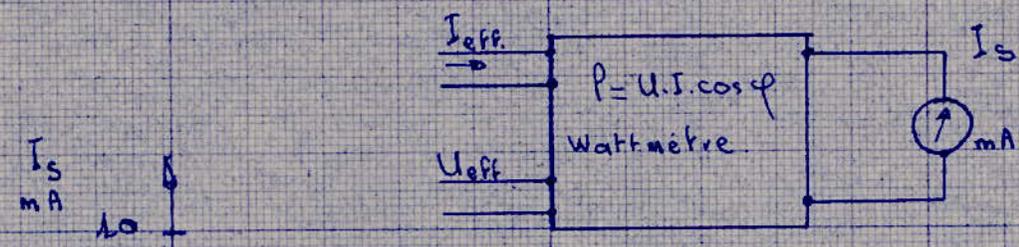
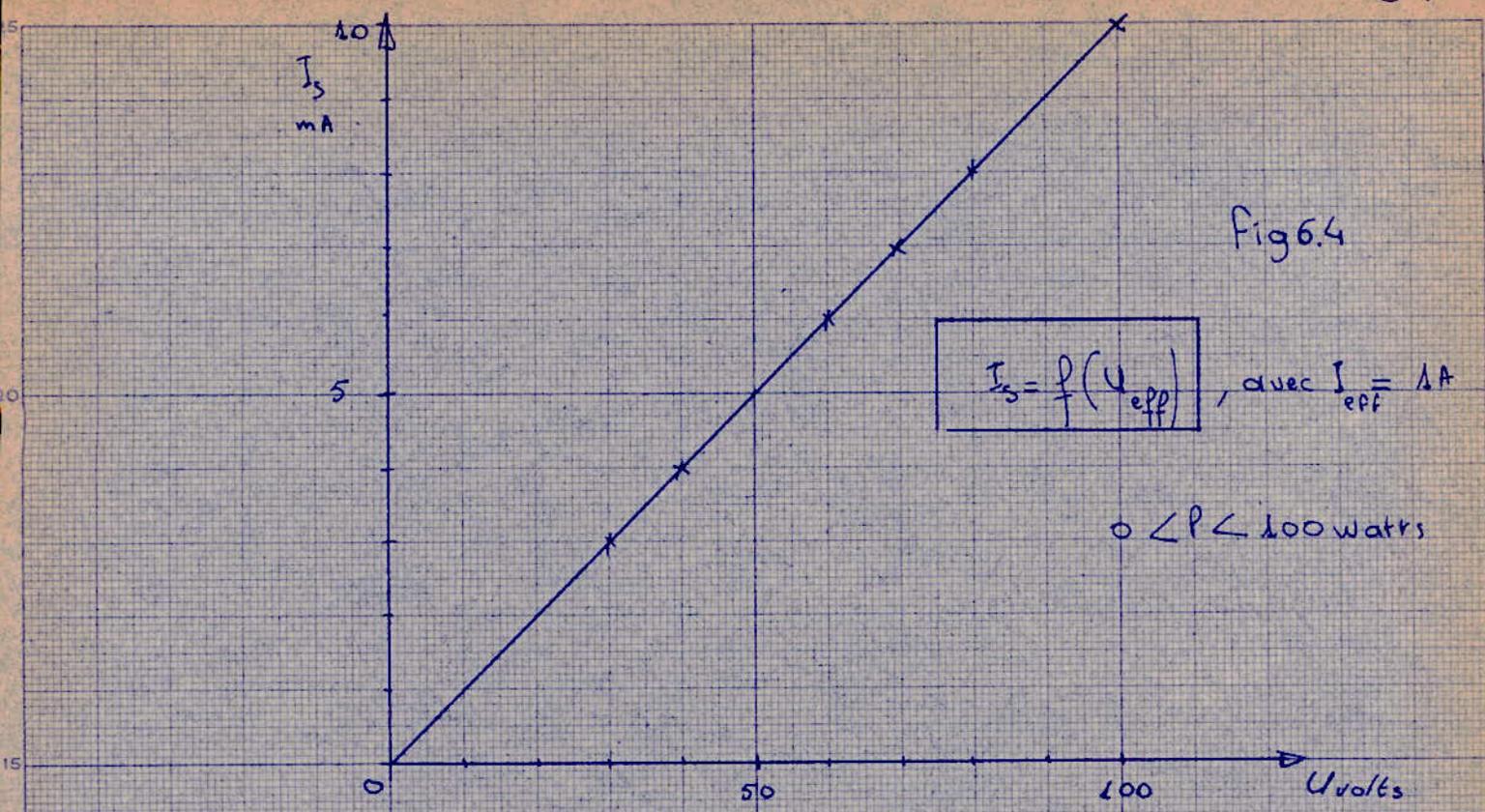
fig 6.2

$$I_s = f(U, I \cos \varphi)$$

avec: $\cos \varphi = 1$

$$U = R \cdot I$$

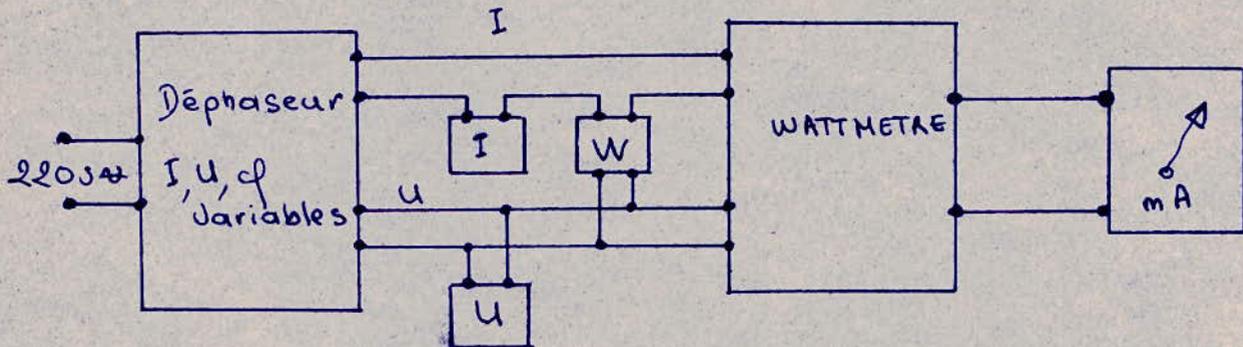
$$R = \text{cte}$$



— INFLUENCE DU DEPHASAGE.

Les mesures précédentes ont été prises pour une tension et un courant en phase c'est-à-dire pour un $\cos\varphi = 1$.

Nous allons faire varier le $\cos\varphi$ en introduisant un déphaseur à l'entrée du système, et en mettant une charge RC = 600 Ω à la sortie.



On fait nos mesures pour des valeurs moyennes de courant et de tension.

- On voit donc que l'intervention du déphasage n'influe pas sur la précision du système. (Voir tableau de mesures).

I (A)	U (V)	(VI) va	P (watt) watts mètre	i (ma)	Puissance Correspon- dant à i _(w)	COS ϕ		
4	75	300	295	5,9	295	0,98		
			255	5,1	255	0,85		
			212,5	4,25	212,5	0,7		
			150	3	150	0,5		
			265	5,3	265	- 0,88		
			215	4,3	215	- 0,72		
			170	3,4	170	- 0,57		
			115	2,3	115	- 0,48		
4	60	240	235	4,7	235	0,98		
			206	4,12	206	0,86		
			185	3,7	185	0,77		
			210	4,2	210	- 0,875		
			175	3,5	175	- 0,73		
			115	2,3	115	- 0,48		

6 - 7 - Influence de la tension d'alimentation.

Pour une variation de $+15\%$ de la tension d'alimentation il n'y a aucune variation du courant de sortie.

Ceci est dû d'une part à l'existence du régulateur de tension intégré au multiplicateur et d'autre part à la très forte contre-réaction de l'amplificateur de sortie.

6 - 8 - Variation du courant de sortie en fonction de la charge.

On place une résistance variable en série avec le galvanomètre de sortie.

On fait varier cette résistance et on mesure IS en fonction de R; Les mesures sont faites à $P = 450W$, soit un IS nominal de 9 mA et ce afin d'éviter les saturations possibles à 10 mA.

La résistance du galvanomètre est de 100Ω ;

On note sur la courbe (fig 6.5) que le courant est constant jusqu'à une charge de 1400Ω puis il chute au fur et à mesure que la charge augmente.

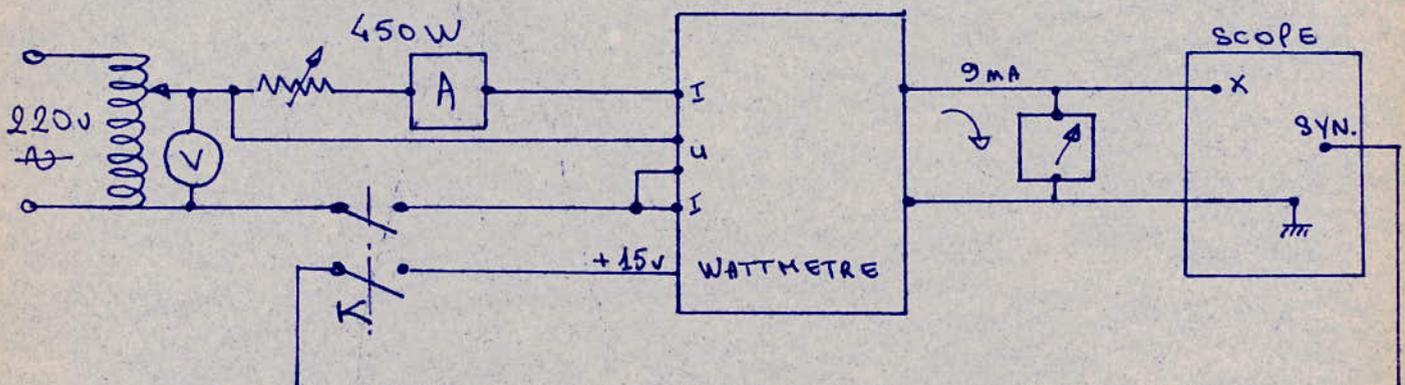
Le transmetteur peut donc débiter comme prévu, sur une charge allant jusqu'à 1500Ω .

6 - 9 - Le temps d'établissement du courant de sortie.

On règle l'entrée de manière à avoir une puissance de $450 W$, soit 90% de la puissance maximale.

Le galvanomètre devie à 9 mA. Pour mesurer le temps d'établissement on utilise un oscilloscope à la sortie, en synchronisant le démarrage du spot avec l'injection de courant dans le transmetteur.

Cette synchronisation est obtenue grâce au montage suivant:

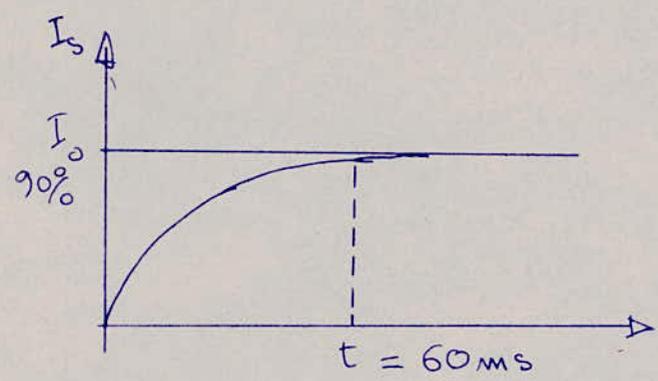


* La fermeture de K commande d'une part la mise en service de R et d'autre part le démarrage du spot sur l'écran par l'envoi d'un échelon de tension.

On observe la variation de la tension aux bornes du galvanomètre (fig 6.6): on voit que le ^{temps} d'établissement du courant de sortie pour une variation de 90% de la puissance, est de 60ms. Ce temps est le même pour d'autres valeurs de puissance.

~~6-2-11~~ - Temps des réponses.

Le temps d'établissement précédent va nous permettre de déterminer le temps de réponse de notre transmetteur et ce en approximant la sortie à une réponse du 1er ordre de la forme suivante.



Soit $I_s = I_o (1 - e^{-t/\tau})$

$I_o = 9\text{mA}$ correspondant à 90% de l'information à l'entrée.

τ : Constante de temps du système. On sait que: $\tau \approx 5\tau$

d'où $\tau = \frac{60}{5} = 12\text{ms}$.

on aura donc $I_s = 9 (1 - e^{-t/12\text{ms}})$.

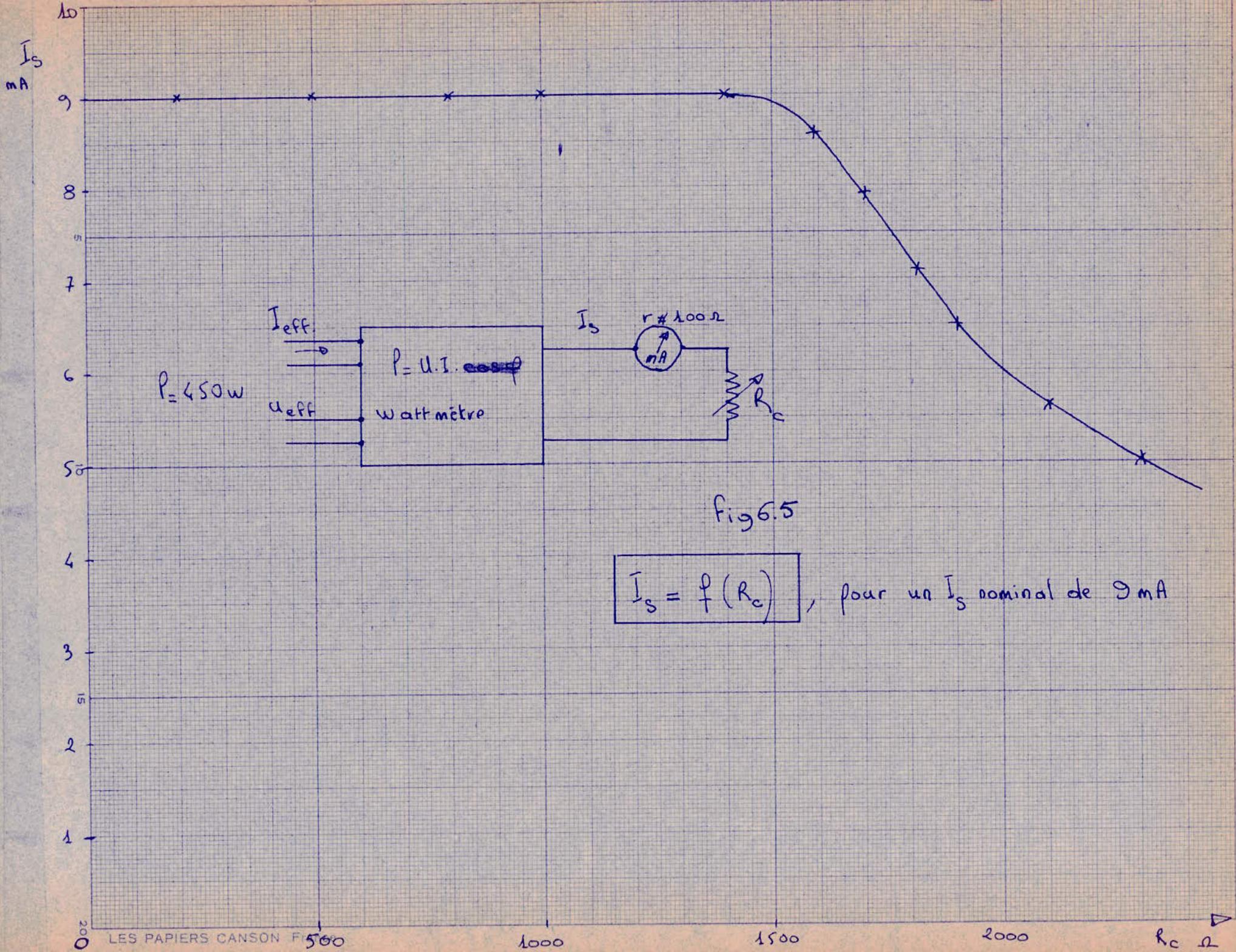
On cherche à déterminer le temps de réponse c'est-à-dire le temps au bout duquel on obtient 90% de la réponse maximale.

Soit $I_s = 90\% I_o = 9 - 0,9 = 8,1\text{mA}$

$8,1 = 9 (1 - e^{-\frac{t}{12}})$

$t = 12 \text{Log } 0,1 = 27,6\text{ms}$.

Le transmetteur a circuits intégrés aura donc un temps de réponse de 27,6ms.



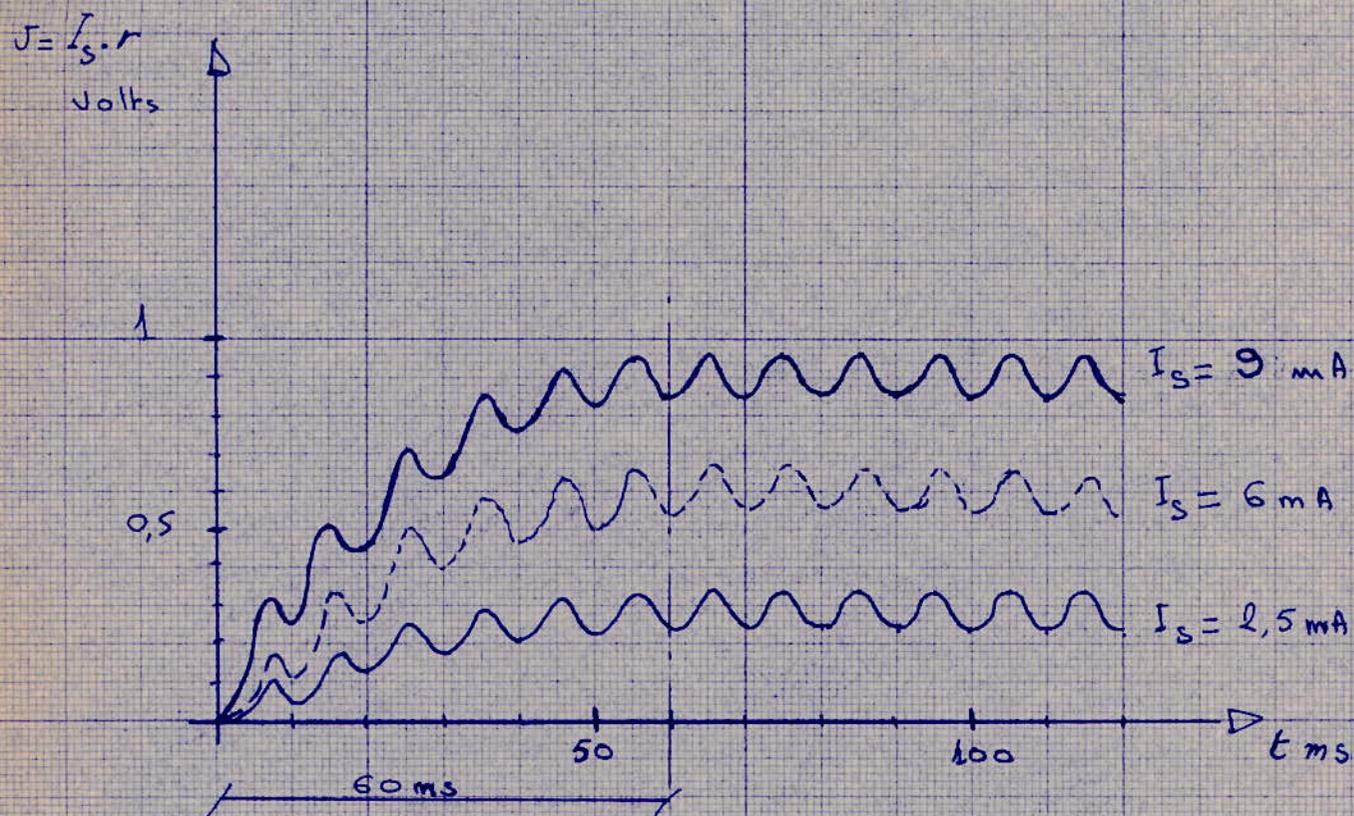


fig66: Temps d'établissement du courant dans le galvanomètre

6 - 10 - Tension de bruit de la sortie.

On mesure cette tension pour une charge de 600Ω .

On alimente le transmetteur et on règle l'entrée au 0. La tension mesurée à la sortie correspond au bruit. On trouve:

$V_b = 0,5 \text{ mV}$ ce qui est négligeable.

Si on branche un oscilloscope aux bornes du voltmètre on voit que ce bruit est constitué par un bruit blanc et une résiduelle à 100 HZ.

6 - 11 - ESTIMATION DE L'ERREUR.

- L'erreur totale est essentiellement due aux tensions d'offset du multiplicateur qui, bien que minimisées par des potentiomètres, ne peuvent pas être annulées complètement.

Pour estimer cette erreur on procède de la façon suivante: on utilise un wattmètre étalonné qui nous donne la puissance à l'entrée et un galvanomètre qui nous donne le courant proportionnel à la sortie.

Connaissant le rapport de proportionnalité ($50 \frac{\text{watts}}{\text{mA}}$) on compare le courant qui devrait correspondre à la puissance relevée à l'entrée (I_{th}) à celui fourni par le galvanomètre de sortie (I_p). L'erreur maximale obtenue est de 1,5% en tenant compte de l'erreur introduite par le wattmètre et de celle due à la classe du galvanomètre.

$$\text{Donc } \underline{\text{ERREUR}} = 1,5\%$$

6 - 12 - SENSIBILITE.

Pour un appareil de mesure qui indique une grandeur de sortie S lorsqu'une grandeur E lui est appliquée à l'entrée, on appelle sensibilité le rapport:

$$S = \frac{dS}{dE} = \frac{\text{variation de S}}{\text{variation de E}}$$

notre transmetteur aura donc une sensibilité:

$$S = \frac{10 \text{ mA}}{500 \text{ W}} = 0,02 \text{ mA/W}$$

Si on donne à dS la valeur minimale perceptible ΔS , la variation décelable de la grandeur mesurée est :

$$\Delta E = \frac{\Delta S}{S}$$

Ce seuil sera donc limité par la plus petite lecture permise par la galvanomètre. Or le cadran du galvanomètre utilisé possède 150 divisions et nous avons travaillé avec le calibre 150mA, la plus petite déviation de l'aiguille correspondra donc à:

$$\Delta S = 0,1 \text{ mA}$$

$$\text{d'où } \Delta E = \frac{\Delta S}{S} = \frac{0,1 \text{ mA}}{0,02 \text{ mA/W}} = 5 \text{ W}$$

Ainsi la plus petite valeur mesurable par notre transmetteur sera de 5W.

Les essais précédents montrent que ce transmetteur à circuits intégrés est assez performant.

Au niveau de la production des essais complémentaires comme ceux de la stabilité en température de l'influence des chocs mécaniques. ect... devraient être faits.

6 - 2 - 12 - Puissance consommée.

Pour déterminer cette puissance, on mesure le courant qui passe dans l'alimentation au repos: on mesure 14mA entre la borne (+ 15V) et la masse ainsi qu'entre (-15V) et la masse.

On aura donc $PC = 15 \times 14 \times 2 = \underline{\underline{420 \text{ mw}}}$ au repos.

pour 90% de la charge on a :

+ 23mA sur + 15V

14mA sur - 15V

$PC = 23 \times 15 + 14 \times 15 = \underline{\underline{565 \text{ mw}}}$.

- CONCLUSION -

La théorie de la multiplication a permis de dégager l'idée d'un multiplicateur analogique en tant que cellule fondamentale d'un transmetteur de puissance.

Pour cela les capteurs existant actuellement à SONEIGAZ sont basés soit sur multiplicateur galvanométrique (balance wattmétrique), soit sur un multiplicateur statique (modulation de durée et d'amplitude).

Le second, constitué uniquement de composants discrets, pallie aux inconvénients "mécaniques" du premier - dont la sensibilité à l'humidité et à la corrosion par exemple - mais conserve les mêmes caractéristiques techniques.

Une amélioration de ces dernières nécessitait donc l'utilisation d'un multiplicateur plus performant.

Dans ce but, l'étude des systèmes de multiplication les plus connus a mis en évidence deux possibilités.

- Le multiplicateur monolithique.
- Le multiplicateur à effet hall.

Une comparaison de ces systèmes nous a décidé à opter pour un transmetteur comportant un multiplicateur monolithique.

En effet le multiplicateur à effet hall, appliqué à la mesure de puissance, présente beaucoup trop d'inconvénients, dont la complexité de son circuit périphérique, et la trop grande influence de la température ambiante sur ses caractéristiques.

Nous avons ainsi conçu un transmetteur qui allie les avantages de capteur statique, précédent à ceux dus aux circuits intégrés qu'il comporte.

Ce transmetteur à circuit intégrés devrait donc présenter les performances plus élevées que celles des capteurs précédents.

C'est que nous allons essayer de vérifier en comparant les résultats obtenus lors de notre étude pratique aux caractéristiques techniques données par les constructeurs des transmetteurs galvanométriques et statiques à composants discrets.

Cette comparaison va nous être simplifiée par le tableau ci-après.

Type de Transmetteur ;	caractéristiques	courant de sortie	ondulation résiduelle à 100Hz	Résistance d'utilisation	linéarité	precision	Tension d'alimentation	variation de la sortie pour une variation de 15% de l'alimentation	Consommation	Temps de réponse
TRANSMETTEUR GALVANOMETRIQUE		0 - 10mA	200mV	0 - 2000 Ω	5%	1%	48V	$\pm 0,1mA$	12W	100 ms
TRANSMETTEUR STATIQUE A COMPOSANTS DISCRETS		0 - 10mA	200 mV	0 - 2000 Ω	1%		48V	$\pm 0,1mA$	12 W	350 ms
TRANSMETTEUR STATIQUE A S CIRCUITS INTEGRÉS		0 - 10mA	150 mV	0 - 1500 Ω	1,5%		15V	0	565 W	27,6 ms

Nous constatons que le dernier capteur amène une diminution du temps de réponse, de la tension résiduelle et de la puissance consommée sans pour autant altérer la sortie (0 - 10mA).

Par contre le système que nous avons réalisé est légèrement moins précis que les précédents mais il ne faut pas perdre de vue que nos mesures sont entachées d'erreurs (dues à la lecture, aux appareils utilisés ect...), ce qui n'est pas le cas pour les deux premiers - transmetteurs qui sont des produits finis fournis par l'industrie.

Le transmetteur à circuit intégré présente une augmentation générale des performances qui s'accompagne d'autres avantages presque aussi importants comme - la simplification de l'étude des systèmes.

- La baisse des coûts de fabrication et de montage.
- La réduction de l'encombrement et du poids.
- L'amélioration de la fiabilité .
- La réduction et la facilité de la maintenance.

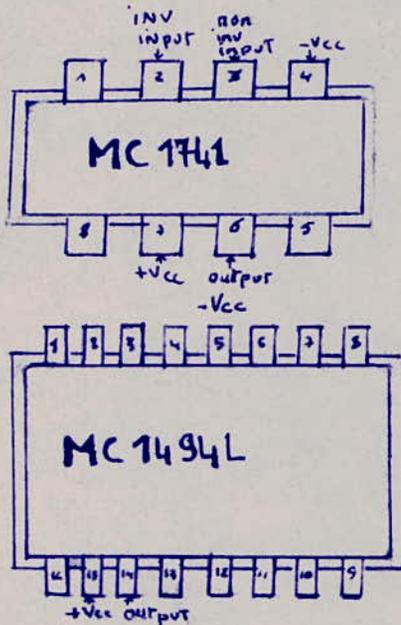
Nous pouvons donc avancer, en tenant compte des constatations précédentes, que le transmetteur à circuit intégrés semble devoir constituer l'étape prochaine dans l'évolution des transmetteurs de puissance; étape venant après celle du transmetteur statique à composants discrets qui lui-même à remplacé le transmetteur galvanométrique à pièces mobiles.

On retrouve ainsi la succession des phases constituant l'évolution de l'ensemble des systèmes électromécaniques vers des systèmes micro - électroniques à circuit intégrés plus satisfaisants.

I- REALISATION DU CIRCUIT IMPRIME.

Le circuit imprimé a été réalisé sur une plaque de format 220mm x 120mm les entrées et les sorties sont situées sur un même côté pour faciliter le câblage.

Le brochage des circuits intégrés est le suivant:



Brochage.

- La fig 1 représente le côté cuivre du circuit imprimé. y compris les découplages par self, resistance capacité, sur chaque CI.

II- MONTAGE DE L'ENSEMBLE.

Le transmetteur à circuit intégré est réalisé dans un boîtier métallique où est monté l'ensemble transformateurs circuit imprimé.

Les entrées en courant et tension sont situées sur la face arrière du boîtier, cette face peut d'ailleurs être dévissée et permettre ainsi l'accès au circuit imprimé dont le retrait est facilité par un système de guidage et ce en cas de nécessité de dépannage.

Les sorties et les bornes d'alimentations, se retrouvent, elles, sur la face avant du boîtier. Une éventuelle industrialisation, exigerait bien entendu une étude plus approfondie de ce transmetteur, nous pouvons noter la nécessité:

1°) D'une source auxiliaire pour l'alimentation interne du transmetteur.

- Soit par tension 50 HZ et transformateur.

- Soit par tension continue C avec un oscillateur de type convertisseur.

2°) D'un système de protection contre les sur charges à l'entrée, le multiplicateur n'admettant pas de tension supérieures à 10V à ses entrées.

Ceci peut être facilement obtenu grâce à des diodes zener judicieusement placées.

III- DOMAINE D'APPLICATION.

Le transmetteur que nous avons conçu engendre un courant continu dont l'intensité est proportionnelle à la valeur d'une puissance active en monophasé ou en triphasé équilibré.

Pour une mesure en triphasé non équilibré ou pour celle d'une puissance réactive on doit utiliser la méthode des deux wattmètres et pour cela il faut disposer de deux multiplicateurs mais le principe reste le même.

Ce transmetteur peut donc trouver son application dans les cas suivants.

1) Pour transmettre à distance la valeur d'une puissance lorsque l'on dispose entre ce poste émetteur et le poste récepteur soit de deux fils de liaison spécialisés à cet effet soit même d'un fil avec un retour commun à la transmission de plusieurs indications.

Lorsque localement plusieurs puissances doivent être totalisées on prévoit à cet effet un transmetteur par terme à totaliser. Les courants continus engendrés passent dans un circuit commun, le courant total qui passe dans ce circuit est proportionnel à la somme des puissances mesurées. La mesure fournit l'indication désirée. On peut encore trouver beaucoup d'autres possibilités d'utilisation de ce transmetteur mais ceci déborde du cadre de notre travail qui consistait à concevoir un système de transmission d'une information (puissance) sans s'inquiéter autre mesure de l'usage que l'on pourra faire de cette donnée.

- BIBLIOGRAPHIE -

- (1) J.F GAZIN : Les amplificateurs opérationnels tome I 2eme édition,
Année 1974.
- (2) J.F GAZIN : Les filtres actifs à amplificateurs opérationnels:
tome III, Année 1974.
- (3) Paul BILDSTREIN : Les filtres actifs.
Editions Radio, Année 1972.
- (4) Electronique industrielle et microélectronique: multiplicateur à effet
hall. N° 121 Pages (103 - 104).
- (5) J.BAURAND : Mesures électriques : wattmètres. Editeurs Masson et C^{ie}
tome I.
- (6) MOTOROLA : Linear Intégré circuits :
serie A, pages (8 - 389 à 9 - 404).

MONOPHASE ACTIF

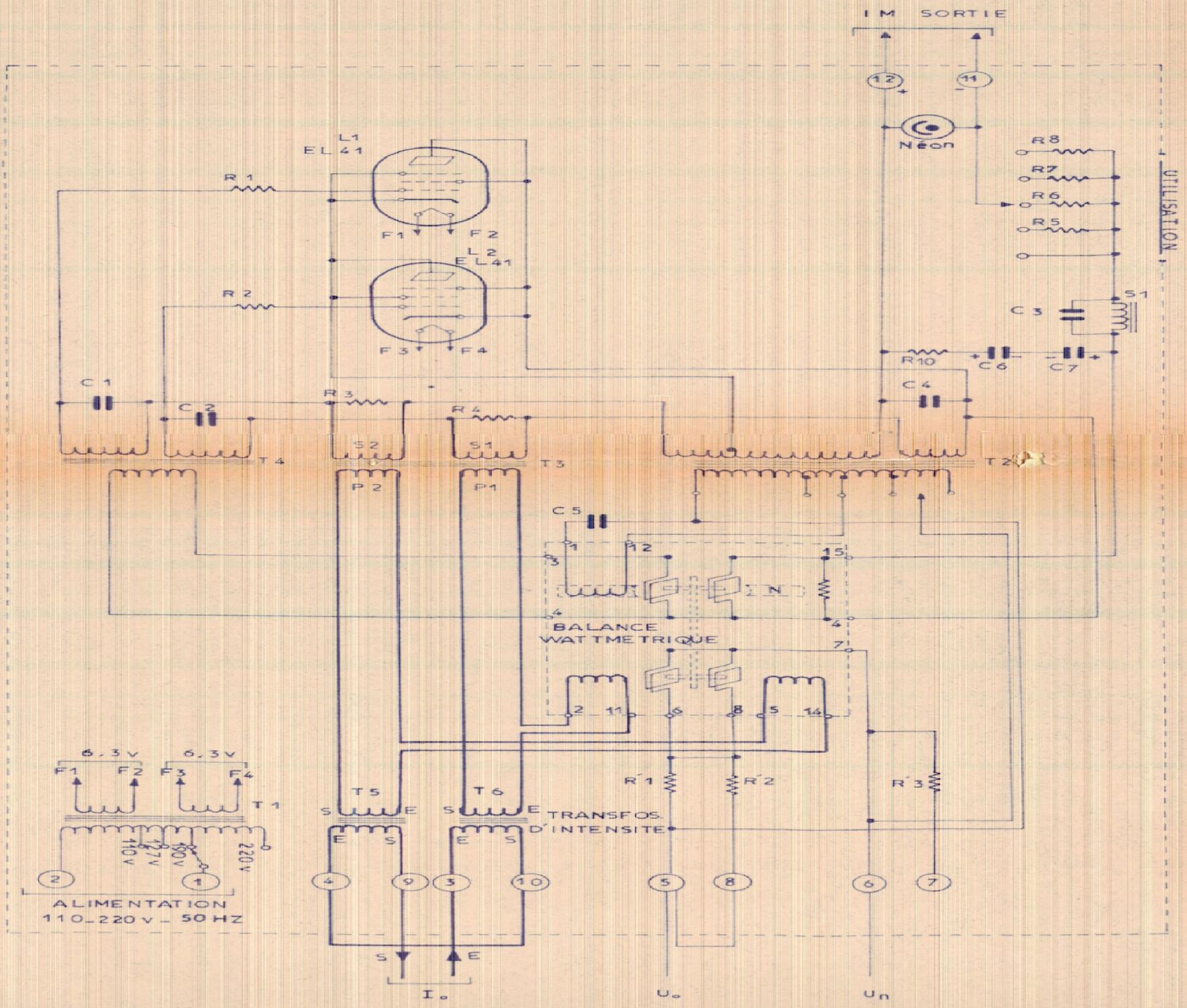
E V G 81

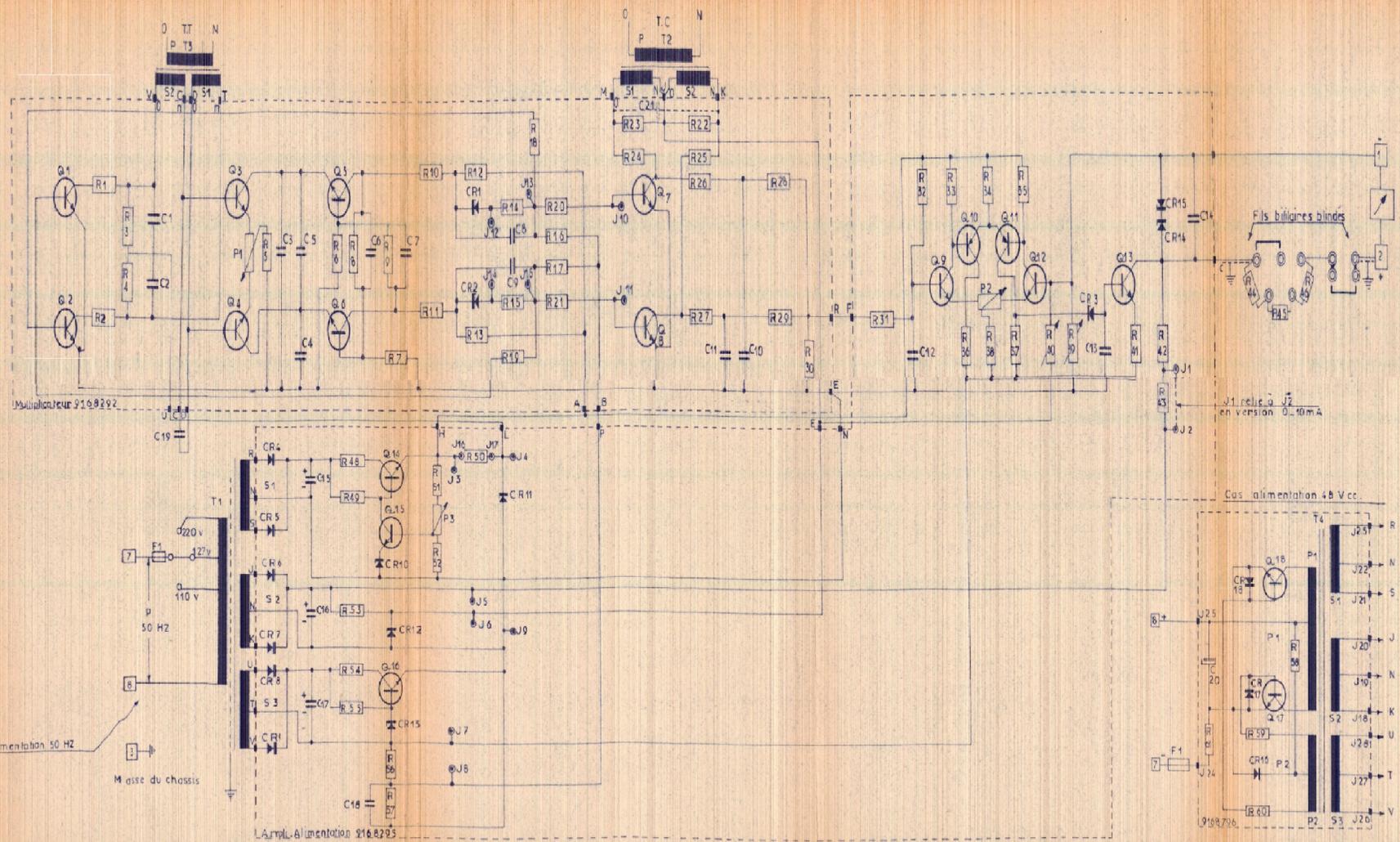
TRANSMETTEUR GALVANOMETRIQUE

2582508

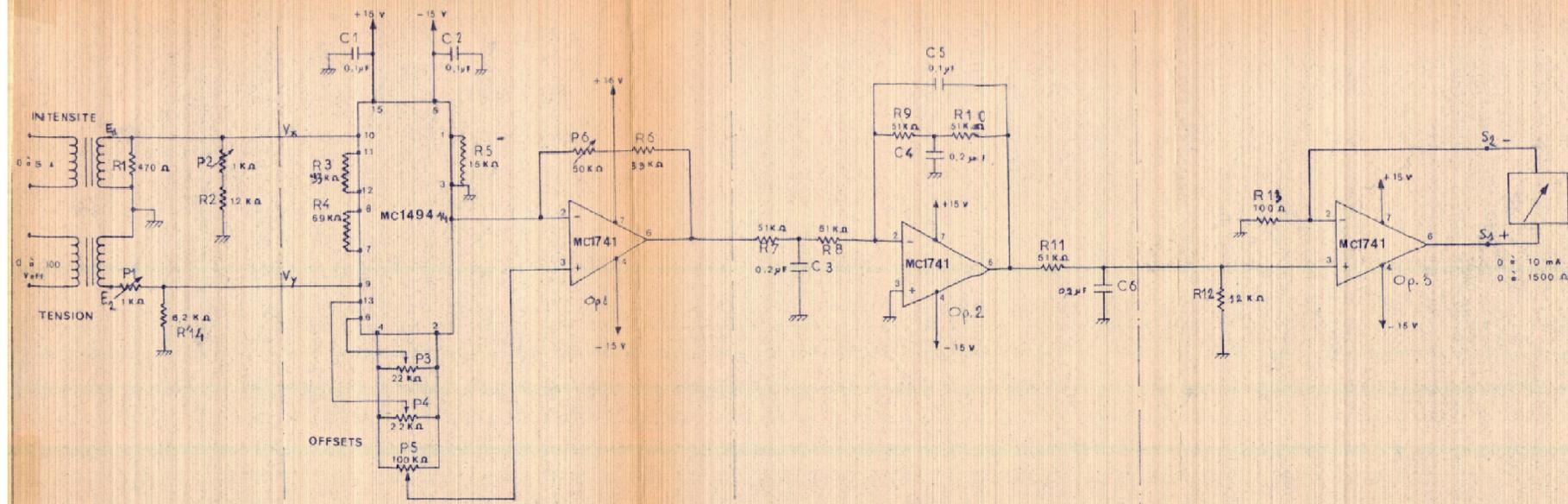
P.C.

Annexe 1





Transmetteur statique
à composants discrets



ADAPTATION

MULTIPLICATEUR

FILTRE

AMPLI DE SORTIE

**TRANSMETTEUR DE
PUISSANCE 0 à 500 w**

transmetteur 0 - 500 w

0:1
m:h

