

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
—»O«—

55/84

وزارة التعليم والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique
—»O«—

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER
—»O«—

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
—»O«—

FILIERE D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTRONIQUE
—»O«—

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME

Alimentation Stabilisée
en Puissance

proposé par :

Mr Mourad HADDADI

Etudié par :

Mr SEBTI BELGACEM

Mr BENAÏSSA Med LAZHAR

Promotion Janvier 1984

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
»O«

وزارة التعليم والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique
»O«

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER
»O«

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
»O«

FILIERE D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTRONIQUE
»O«

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME

*Alimentation Stabilisée
en Puissance*

propose par :
Mr Mourad HADDADI

Etudié par :
Mr SEETI BELGACEM
Mr BENAÏSSA Med LAZHAR

Promotion Janvier 1984

REMERCIEMENTS.

Nous remercions vivement Monsieur HADDADI Mourad, notre promoteur, de nous avoir proposé ce sujet, lequel s'est avéré très intéressant du point de vue pratique. En effet, il nous semble qu'en ce laps de temps d'un semestre, nous avons appris à maîtriser quelque peu les possibilités des montages électroniques à circuits intégrés analogiques. Nous avons certainement beaucoup à apprendre, mais, désormais un pas est fait en avant. Nous tenons également à remercier Monsieur MAAFI, Monsieur BERKANI, pour leurs encouragements répétés durant tout le semestre. Nous prions MONSIEUR BARROUK NOUR-EDDINE, de bien vouloir trouver ici l'expression de notre profonde gratitude pour avoir assuré le tirage de ce projet.

TABLE DES MATIERES.

INTRODUCTION

-Chapitre premier: Principe d'une alimentation stabilisée en puissance

I-1: Schéma synoptique

I-2: Principe d'une alimentation stabilisée en tension

I-21-Transformateur

I-22-Redressement

I-23-Filtrage

I-24-Régulation

-Chapitre deuxième: Etude du régulateur UA 723

1 Source de référence

2 Section régulatrice

3 Resistances de programmation

4 Compensation en fréquence

5 Alimentation du circuit

6 Limitation de courant

7 Application

-Chapitre troisième: Multiplicateurs

1 Multiplicateur parabolique

2 Multiplicateur logarithmique

3 Choix du multiplicateur (MC 1595L)

-Chapitre quatrième: Redressement commandé

1 Principe d'un redressement contrôlé

2 Le thyristor

3 Circuit générateur d'impulsion (relaxateur à UJT)

4 Synchronisation du générateur d'impulsion

5 Différents types de montages à redresseur commandé

-Chapitre cinquième: Calcul et réalisation

1 Calcul des transformateurs

2 Calcul des éléments du redresseur contrôlé

3 Calcul des éléments du multiplicateur

4. Détection en tension
5. Détection en courant
6. Circuit de mesure
7. Alimentation symétrique $\pm 15V$
8. Comparateur
9. Les circuits imprimés

INTRODUCTION.

L'alimentation stabilisée que nous nous proposons de réaliser est un appareil que l'on rencontre rarement dans un laboratoire. Son usage semble limité aux tests des résistances ohmiques, or, il est très possible de lui trouver d'autres applications. L'alimentation stabilisée en puissance pourrait être utilisée par exemple, pour chauffer une enceinte fermée et cela de la même manière qu'un thermostat. La charge serait alors un fil chauffant.

Pour déterminer la durée d'utilisation d'une résistance, on lui fait dissiper une certaine puissance. L'échauffement modifie d'une façon réversible (coefficient de température); et d'une façon irréversible (vieillesse) sa valeur ohmique. Or, si on l'alimente par une source stabilisée en tension ou en courant, la puissance dissipée dépendra de sa valeur. Il faut donc une source stabilisée en puissance pour maintenir celle-ci constante.

Nous avons essayé de réaliser cette alimentation à l'aide d'un maximum de circuits intégrés. En effet, les circuits intégrés offrent de nombreux avantages par rapport aux circuits électroniques traditionnels à composants discrets et ils permettent d'obtenir de meilleures performances.

Nous avons jugé bon de présenter dans le premier chapitre le schéma synoptique de l'alimentation stabilisée en puissance. Les différents blocs qui la constitue sont ensuite repris et détaillés par ordre, en respectant leur difficulté. On trouvera par exemple tout le second chapitre consacré au régulateur que nous avons utilisé. Dans le chapitre troisième, nous présentons quelques types de montages multiplicateurs ainsi que l'étude détaillée du circuit intégré MC 1595L: le circuit intégré multiplicateur que nous avons appliqué dans le montage. Au chapitre quatrième, nous donnons le principe du redressement commandé, nous définissons les différents éléments qui le compose, car il a été d'un utile apport dans la réalisation. Dans le chapitre cinquième nous traitons le calcul et la réalisation proprement dite de l'appareil. Un dernier chapitre (le sixième) est réservé pour la présentation des courbes et des résultats obtenus à l'aide de l'appareil.

-CHAPITRE PREMIER-

PRINCIPE D'UNE ALIMENTATION STABILISEE EN PUISSANCE.

La solution théorique du problème est facile à trouver. Elle correspond à un servo-réglage classique (figure 1 1) :

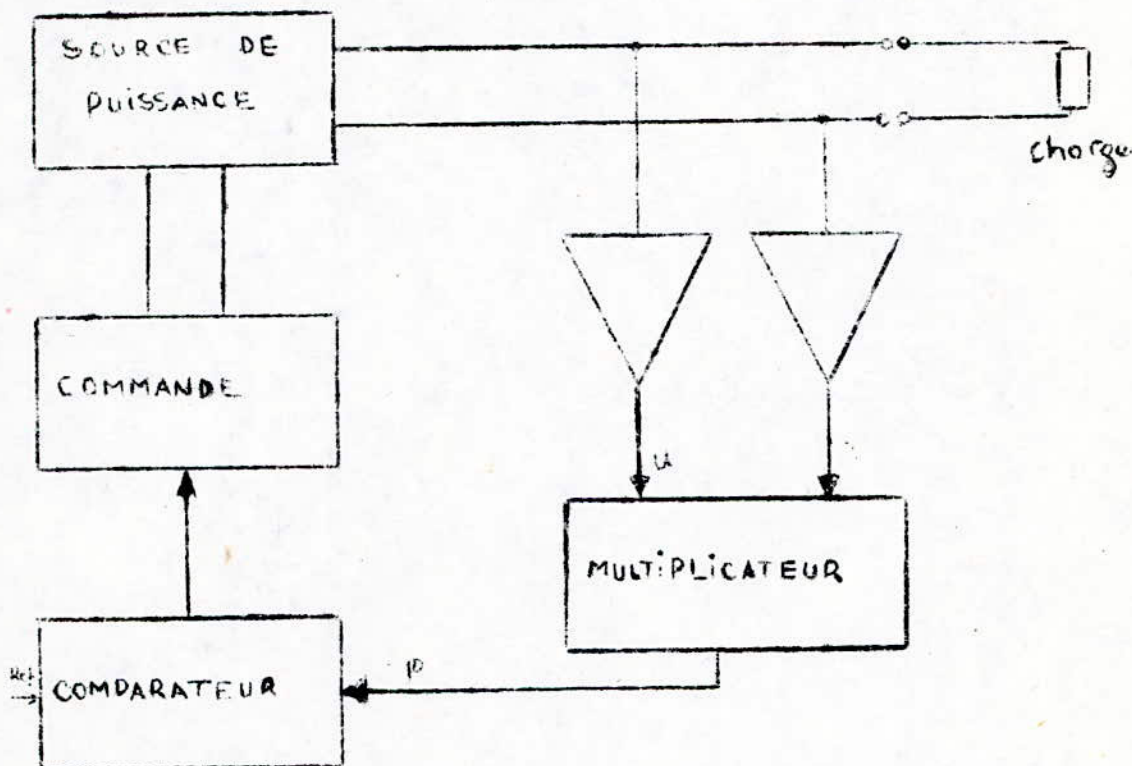


FIG. 1.1. Schéma synoptique

On monte dans une boucle fermée: une source de puissance réglable chargée par l'élément à essayer, les "capteurs" qui mesurent:

- le courant traversant cet élément;
- la tension à ses bornes.

Un multiplicateur indiquant la puissance, celle-ci est comparée ensuite à la valeur de consigne. S'il y a une différence, un ordre de correction modifie la puissance fournie dans le sens voulu.

- Les principales caractéristiques de notre appareil sont les suivantes:
- Puissance maximum dissipée par la charge: 100 W;
 - tension maximum aux bornes de la charge: 100 V;
 - Courant maximum dans la charge: 1 A;
 - La tension aux bornes de la charge est une tension continue.

On en conclue rapidement que la source de puissance (voir fig I 1) n'est autre qu'une alimentation stabilisée en tension.

PRINCIPE D'UNE ALIMENTATION STABILISEE EN TENSION:

Une alimentation stabilisée en tension se présente suivant le schéma ci-dessous:

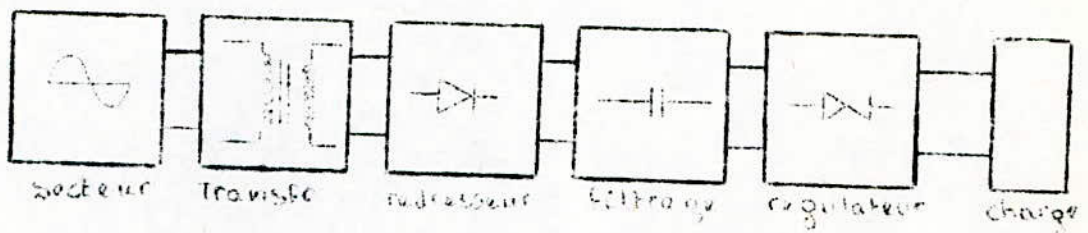


Fig I 2: Schéma de principe d'une AL.S en tension

2 I- Transformateur:

Par transformateur, nous entendons un ensemble formé par deux ou plusieurs bobines couplées entre elles par un champ magnétique alternatif.

En électronique, les transformateurs s'utilisent à divers fins. Un transformateur d'alimentation servira à convertir la tension du secteur en une tension compatible avec l'utilisation. Chaque type de transformateur possède ses caractéristiques propres, il doit pourvoir l'appareil d'utilisation d'un certain nombre de tensions et être, en même temps capable de fournir la puissance nécessaire.

Calcul simplifié d'un transformateur:

Pour l'étude de n'importe quelle alimentation stabilisée, il est nécessaire de connaître les deux données suivantes:

- la consommation en courant du montage à alimenter;
- la tension nécessaire au montage à alimenter.

Donc, la puissance nécessaire.

A partir de ces données, on peut faire l'étude de notre transformateur.

Section du noyau:

Si le transformateur comporte plusieurs enroulements au secondaire, la puissance absorbée au secondaire est égale à la somme des puissances de chaque enroulement:

$$P_2 = \sum U_2 \cdot I_2 \quad (\text{en V.A.})$$

Si on admet un rendement de 80%, on peut calculer la puissance au primaire:

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{P_2}{0,8} = 1,25 P_2 .$$

La section effective du noyau pour des tôles ordinaires est donnée par la formule:

$$S_e = 1,2 \sqrt{P_1} \quad (\text{en cm}^2)$$

Pour tenir compte du feisonnement, on augmente de 10% environ la section effective pour obtenir la section réelle du noyau:

$$S_r = 1,3 \sqrt{P_1} \quad (\text{en cm}^2)$$

A partir de cette section, on peut définir les côtes (fig 1.3):

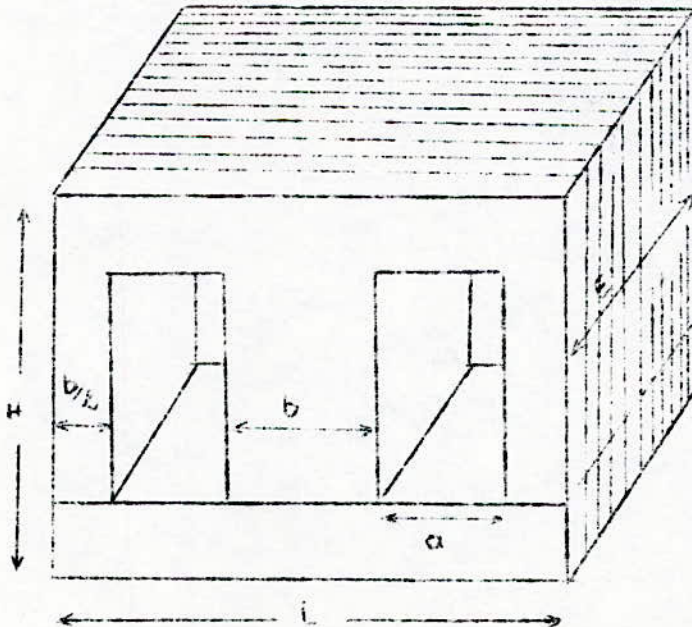


FIG 1.3: CIRCUIT MAGNETIQUE

Nombre de spires par volt:

Afin de pouvoir bobiner le transformateur, il faut aussi connaître le nombre de spires par volt. Ce nombre est donné par une formule déduite de la loi fondamentale de l'induction magnétique:

$$N = \frac{5}{B_{\max} \cdot S \cdot 10^3}$$

S: section en cm^2 ;

B_{\max} : induction maximum en Tesla.

Pour des transformateurs de qualité courante, on utilise la formule approchée:

$$N = \frac{50}{S}$$

S: section en cm^2 .

Section du fil:

La section du fil est choisie suivant la valeur du courant désiré.

Elle est tirée à partir de la formule suivante:

$$s = \frac{I_{\text{eff}}}{\Delta}$$

s: section du fil en mm^2 ;

Δ : densité du courant en A/mm^2 .

Et comme $s = \frac{\pi d^2}{4}$, on déduit le diamètre du fil:

$$d = 1,12\sqrt{s}$$

La densité du courant Δ est comprise entre $2 \text{ A}/\text{mm}^2$ et $4 \text{ A}/\text{mm}^2$, elle est choisie en fonction de la puissance.

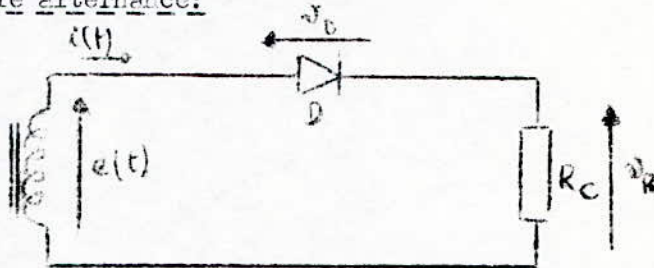
Dans le tableau ci-dessous, on peut voir les valeurs de la densité, en fonction de la puissance:

PUISSANCE (V.A)	DENSITÉ DE COURANT (A/mm^2)	
	GRAND PUBLIC	PROFESSIONNEL
jusqu'à 50 V.A	4	3,5
50 - 100 V.A	4	3
100 - 200 V.A	3,5	2,5
200 - 500 V.A	3,5	2,5

2.1 REDRESSEMENT:

On redresse la tension alternative issue du bobinage secondaire du transformateur afin d'obtenir un signal de valeur moyenne non nulle; Plusieurs méthodes sont mises en œuvre pour arriver à cette fin:

a) Redressement simple alternance:



$$e(t) = E_M \sin(\omega t)$$

	V_{Max}	V_{moy}	V_{eff}
e	E_M	0	$E_M/\sqrt{2}$
V_R	E_M	E_M/π	$E_M/2$

-Facteur de forme: $F = V_{eff}/V_{moy} = \frac{\pi}{2} = 1,57$

-Taux d'ondulation: $\tau = V_{oeff}/V_{moy} = \sqrt{F^2 - 1} = 1,21$

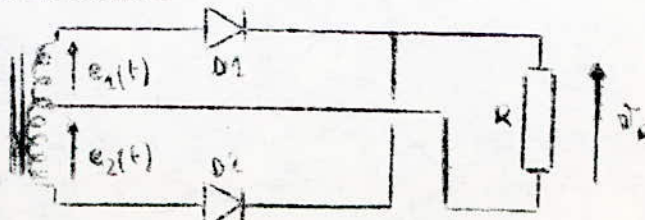
-Rendement: $\eta = \frac{\text{puissance débitée dans la charge}}{\text{puissance totale dissipée dans le circuit}}$

$$= \frac{V_{moy}^2/R}{V_{eff}^2/R_{tot}} = 4/\pi^2 = 0,4$$

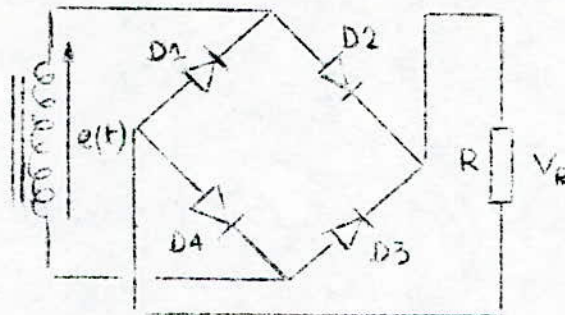
b) Redressement double alternance:

Deux montages sont possibles:

-Montage à point milieu:



Montage à pont de diodes:



$$e(t) = E_M \sin(\omega t)$$

	V_{Max}	V_{moy}	V_{eff}
V_R	E_M	$\frac{2E_M}{\pi}$	$\frac{E_M}{\sqrt{2}}$

-Facteur de forme: $F = 1,11$

-Taux d'ondulation: $\tau = 0,483$

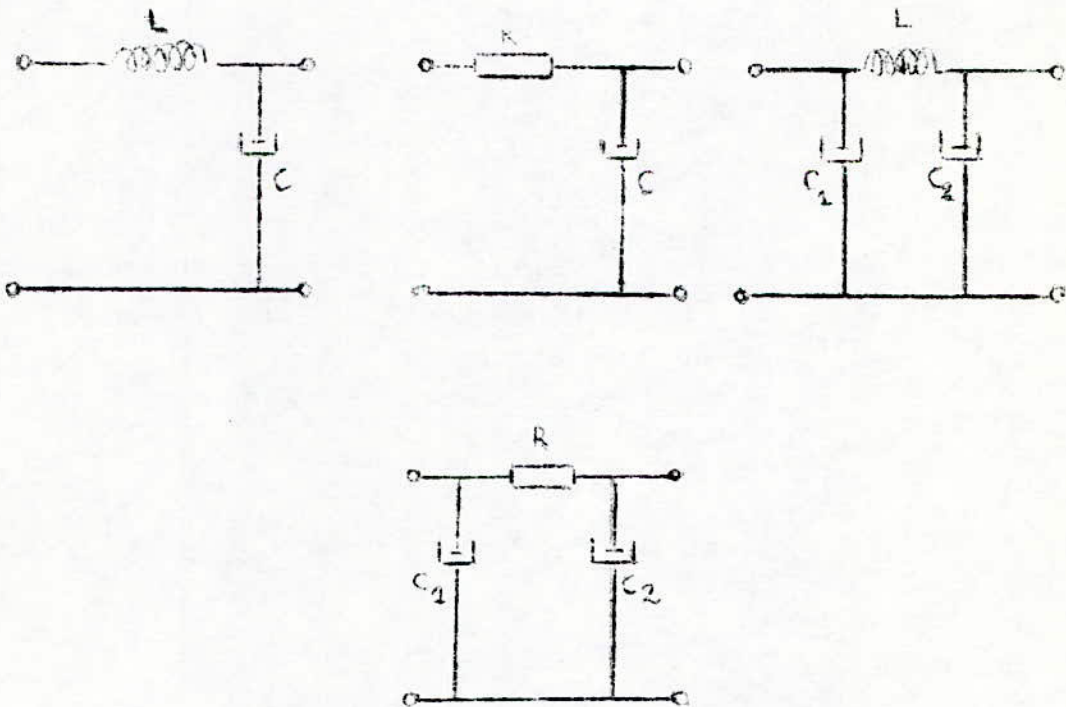
-rendement: $\eta = 0,8$

De tous ces montages, celui à pont de diodes est le préféré. Le montage simple alternance est actuellement complètement abandonné vu son faible rendement; le montage à point milieu utilise deux diodes qui supportent en inverse une tension double ($2 E_M$) de celle (E_M) supportée par les quatre diodes du montage en pont.

De plus, pour un transformateur à point milieu, les tensions ne sont pas rigoureusement symétriques. Au contraire, des différences de 10 à 20% n'ont rien d'exceptionnelles. On obtient donc une dissymétrie du signal et une ondulation plus forte après filtrage.

FILTRAGE:

Le filtre le plus simple utilisé dans les alimentations est constitué d'un seul condensateur placé aux bornes de la charge. Ce condensateur joue le rôle de réservoir; (mot utilisé d'ailleurs dans la littérature anglaise pour désigner le condensateur de filtrage) qui se charge rapidement et se décharge lentement dans la charge. Parce qu'il est simple, un tel filtrage est souvent utilisé tel quel. Nous pouvons bien sûr améliorer l'efficacité du filtrage en utilisant des bobines de self-induction, ou des résistances associées à des condensateurs. Nous donnons ainsi les filtres LC, RC ou en Π ci-dessous:



Chacun de ces filtres présente des avantages et des inconvénients toutefois, un filtrage quel qu'il soit n'est jamais parfait et, de plus, il ne rend pas la tension continue indépendante des variations de la tension secteur ou de celle de la charge. Il nous faudra donc prévoir une stabilisation.

24 Régulation:

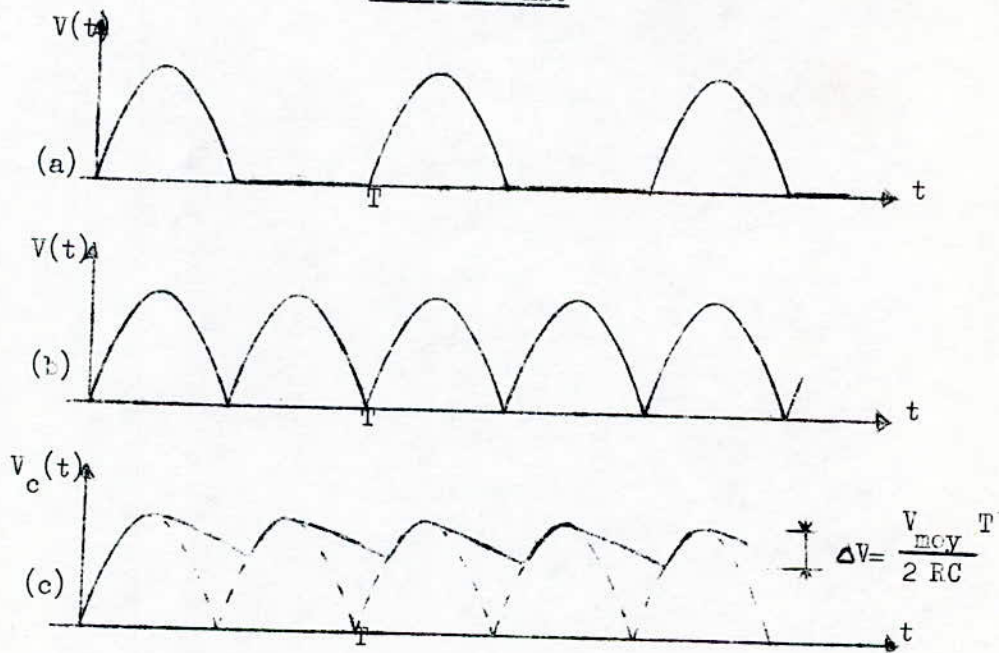
Définition d'un système régulé:

Un système régulé est un système asservi qui maintient constante une grandeur physique ou qui fait varier celle-ci suivant une loi préétablie (régulation à programme).

Dans le premier cas, la régulation devient une stabilisation.

La régulation des tensions se faisant de plus en plus à l'aide de circuits intégrés appropriés, nous en avons donc utilisé un : le $\mu A 723$, dont les performances sont très satisfaisantes. Nous consacrons le prochain chapitre pour son étude détaillée, ainsi que pour montrer les différents montages possibles avec ce circuit intégré.

Quelques courbes caractérisant le redressement et le filtrage des tensions.



- (a) Redressement monoalternance;
- (b) Redressement double-alternance;
- (c) Filtrage à condensateur unique.

Grâce à l'emploi d'un circuit intégré régulateur, nous avons pu en même temps accéder à d'excellentes performances, tant pour la stabilisation, que pour l'ondulation résiduelle et le bruit.

Le circuit régulateur UA 723 a été retenu au vu de certains critères essentiels, tel que sa grande souplesse d'utilisation et la facilité avec laquelle on peut se le procurer.

Il est fabriqué par divers constructeurs, et se présente sous différents boîtiers. Nous donnons à la figure (1.1), son brochage pour le cas d'un boîtier DIL 10 broches, en même temps que le synoptique très simplifié de la structure interne. Celle-ci peut se décomposer en deux parties:

- Une source de tension de référence, délivrant une tension nominale de 7,15 V;
- Le régulateur proprement dit.

1 La source de tension de référence est particulièrement élaborée, comme le montre le schéma de la figure (1.2). Elle comporte notamment la diode Zéner DZ_2 , un amplificateur d'erreur (transistor T_6), et un amplificateur de puissance formé du Darlington T_4, T_5 . Ainsi la diode Zéner se trouve alimentée sous une tension constante, en même temps qu'est compensé son coefficient de température. Enfin, tous les éléments actifs étant chargés par des générateurs de courant, on trouve pour ces derniers une autre tension de référence, qui met en jeu la Zéner DZ_1 . Celle-ci est alimentée à courant pratiquement constant, par le transistor à effet de champ T_1 .

2 Le schéma de la section régulatrice, est donné en figure (1.3). L'amplificateur d'erreur à structure différentielle, utilise les transistors T_{11} et T_{12} , alimentés par la source à courant constant T_{13} . T_9 et T_{10} élaborent la tension de référence appliquée sur la base de T_{13} . L'amplificateur différentiel est suivi de l'étage de puissance T_{14} , puis du ballast T_{15} . Le fait que l'émetteur et le collecteur de ce dernier soient tous deux accessibles de l'extérieur, permet le branchement de ballasts extérieurs, donc la réalisation

d'alimentations de puissance diverses.

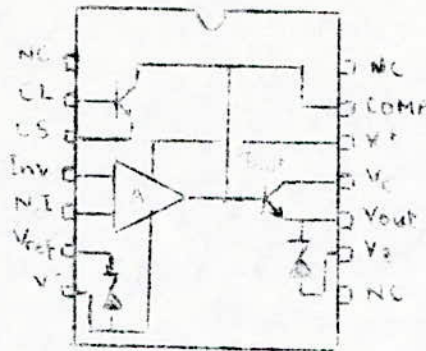


Fig II 1

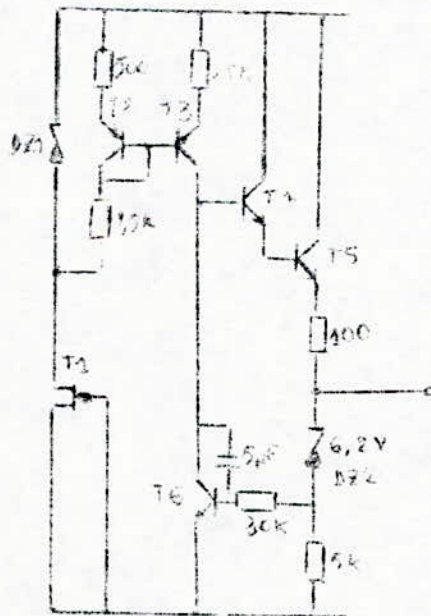


Fig II. 2 - Schéma de la source de référence du uA 723 -

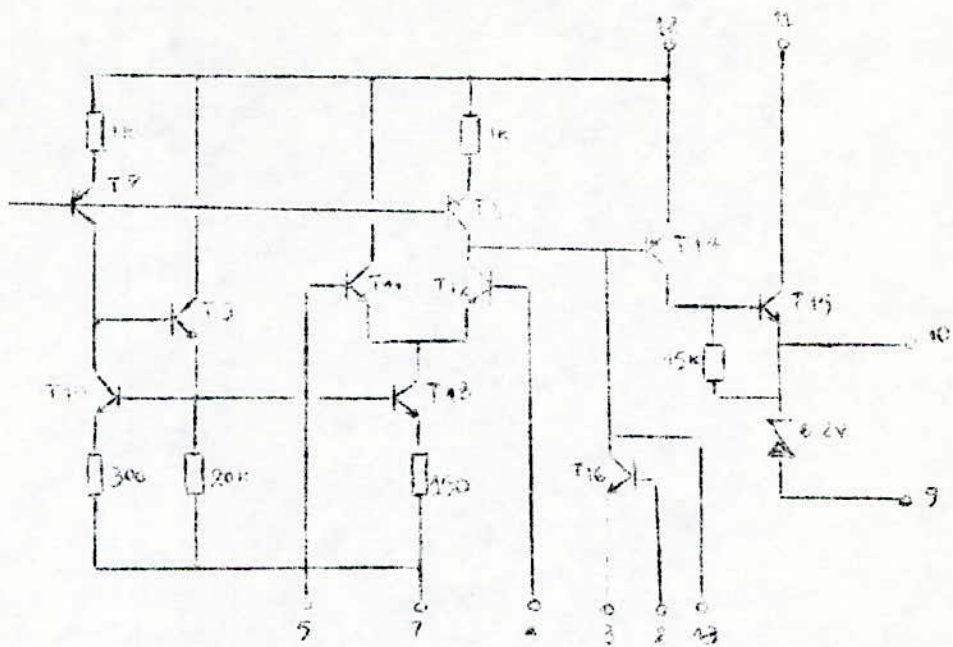


Fig. 3 Schéma de la section régulatrice de C.I. 723-

Employé seul le μA 723 ne peut dissiper pour une température ambiante de $25^{\circ} C$ que des puissances de 800 à 900 mW. Pour des puissances plus importantes, la solution réside dans l'adjonction de ballasts externes.

Une autre limitation qui s'impose à l'utilisateur, est celle de l'excursion possible des tensions de sortie. En utilisation directe, on doit opter pour un montage délivrant une tension inférieure à la tension de référence interne du circuit (pratiquement de 2 à 7 V) ou une tension supérieure à cette référence (pratiquement de 2 à 37 V).

En vérité, la tension de sortie régulée est déterminée par un pont de résistances R_1, R_2 , branchées extérieurement, soit sur la référence V_{ref} , soit sur la sortie V_{reg} , suivant qu'on désire une valeur de tension inférieure (voir figure 4) ou supérieure (figure 5) à la tension de référence.

La tension ainsi divisée est appliquée à l'entrée convenable (N.I ou Inv) de l'amplificateur d'erreur différentiel interne au C.I. L'autre entrée est ramenée, soit à V_{reg} (figure 5),

soit à V_{ref} (figure 114). Pour optimiser les performances dans toute la gamme de température, il est bon d'insérer dans cette connexion une résistance R_3 (facultative) qui équilibre la résistance ramenée par le pont R_1, R_2 sur la première entrée. Enfin, on peut ajouter sur l'entrée N.1 une capacité $C_N = 0,1 \mu F$ pour rendre négligeable le bruit aléatoire en sortie.

En utilisant un transistor ballast extérieur, il est possible d'alimenter le $\mu A 723$ en mode "flottant" ou "semi-flottant", avec la borne V^- connectée non plus à la masse, mais à la sortie V_{reg} . On utilisera V_{ref} dans un rapport donné (par exemple moitié), et l'autre (R_1, R_2) définit la valeur de la tension régulée. On peut obtenir ainsi, soit une tension positive élevée si le pont R_1, R_2 est connecté entre V_{ref} et la masse (figure 114), soit une tension régulée négative s'il est connecté entre V_{reg} et la masse (fig 115). Dans tous les cas, le pont de résistances doit être calculé pour:

-D'une part, consommer un courant faible, en tout cas inférieure à 4 ou 5 mA;

-D'autre part, présenter à l'amplificateur d'erreur une résistance équivalente ne dépassant pas $10 R_{in}$. Ces considérations conduisent, en général, à une valeur R_1 de quelques milliers d'ohms. La tension de sortie peut être rendue variable autour de la valeur calculée, en insérant un potentiomètre entre les deux résistances R_1 et R_2 .

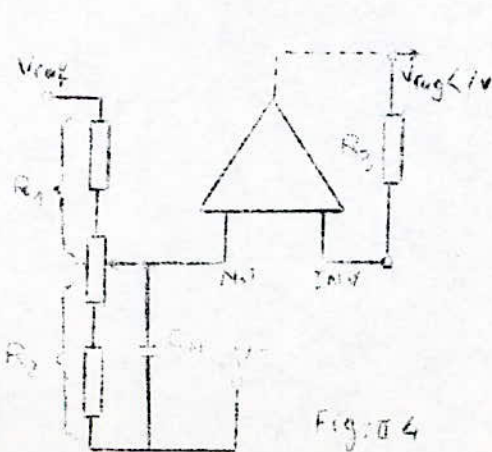


Fig: 114

$$V_{reg} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{ref} \quad R_3 = R_1 // R_2$$

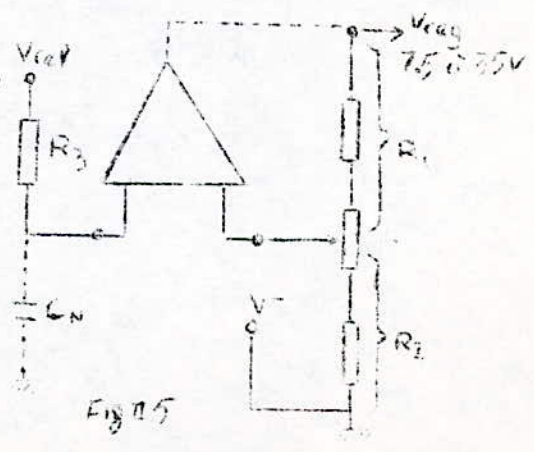


Fig 115

$$V_{reg} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_{ref} \quad R_3 = R_1 // R_2$$

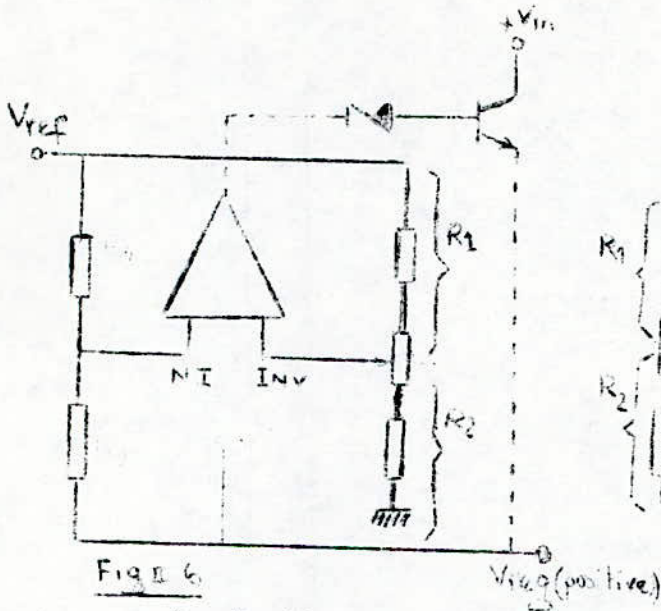


Fig II.6

$$V_{reg} = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \frac{V_{ref}}{\rho}$$

$$\rho = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

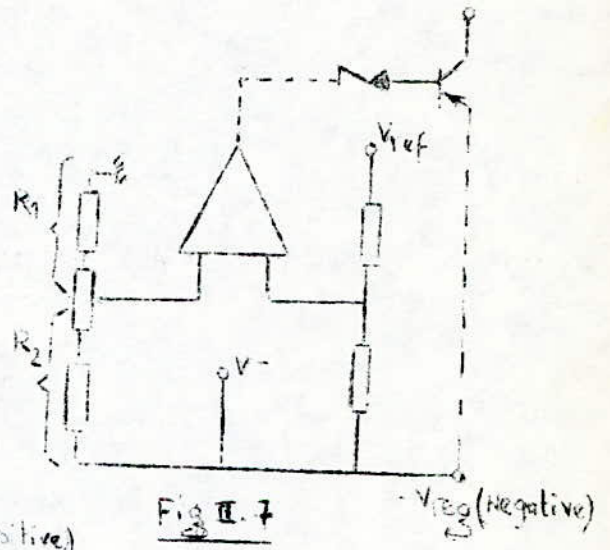


Fig II.7

$$V_{reg} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{V_{ref}}{\rho}$$

$$\rho = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

4. Compensation en fréquence:

Pour assurer la stabilité à toute les fréquences, il faut assurer une décroissance lente du gain de boucle aux fréquences élevées (figure II.8).

a) Cette décroissance peut être assurée par un filtre RC composé de la résistance R_3 , ou de la résistance du pont R_1, R_2 (suivant le branchement choisi pour les résistances de programmation) et d'une capacité C_I connectée entre la borne "COMP" et l'entrée inverseuse "Inv" de l'amplificateur différentiel interne. Une valeur de 100 pF est amplement suffisante pour assurer la stabilité des montages fondamentaux. Dans le cas d'utilisation de transistors ballasts extérieurs, le déphasage supplémentaire introduit par ces

transistors est compensé en portant à quelques nanofarads la valeur de C

b) Dans le cas où l'on ne souhaite pas introduire de résistance entre la borne (Inv) et la sortie régulée, C_T sera connecté entre la borne (COMP) et la masse, et devra alors être de valeur plus élevée (1 nF dans les cas usuels, 50 nF en cas de transistors ballasts externes).

c) Il est à noter, enfin, que la présence de toute inductance sur la borne V^+ et V^- nuit à la stabilité. En cas de connection longue ou d'une source inductive, il est recommandé de découpler les bornes d'alimentation par un condensateur de 0,5 μ F.

Deux schémas peuvent nous montrer le montage de compensation en fréquence par un filtre RC, ou par un condensateur seul:

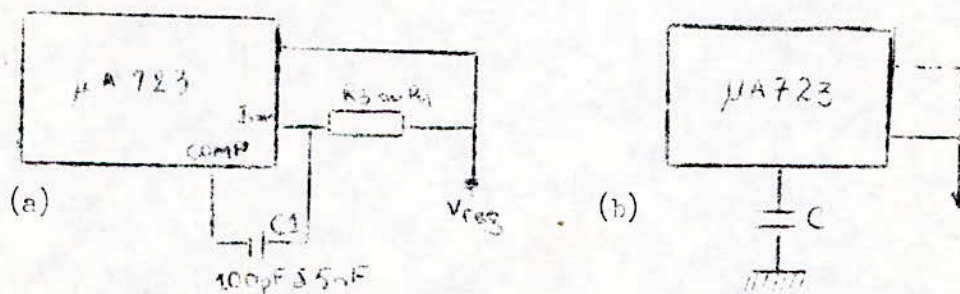


Fig 3 montage de compensation en fréquence par filtre RC (a) ou par condensateur seul (b)

5. Alimentation du circuit:

Dans les cas d'utilisation les plus courantes, l'alimentation du circuit intégré est assurée par la tension d'entrée V_{in} en branchant celle-ci sur les bornes V^+ et V_c et en reliant V^- à la masse, comme indiqué par la figure (1.5). la tension V_{in} ne doit jamais dépasser 40 V, mais doit rester supérieure d'au moins 3V à la tension régulée maximale désirée.

Ce mode d'alimentation classique ne convient plus quand on désire obtenir des tensions régulées négatives, ou plus élevées que la tension permise aux bornes du circuit intégré. Le μ A 723 permet cependant ces applications lorsqu'il est alimenté, non pas à partir de la tension d'entrée V_{in} , mais à partir de la tension régulée V_{reg} . Accessoirement l'isolement du C.I de V_{in} conduit à

L'isolement du circuit intégré de V_{in} , conduit à de bonnes conditions de réjection des variations de l'alimentation.

• alimentation en mode (semi-flottant)

L'alimentation du circuit intégré en mode semi-flottant, permet en particulier d'obtenir des tensions négatives en dessous de 40V s'effectue directement entre V_{reg} et la masse ou éventuellement entre V_{reg} et une alimentation auxiliaire V_a .

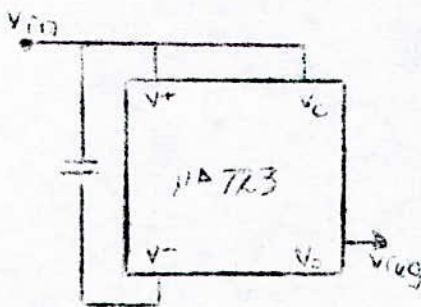


Fig. 9 montage fondamentale

$$V_{reg} + 3V \leq V_{in} \leq 40V$$

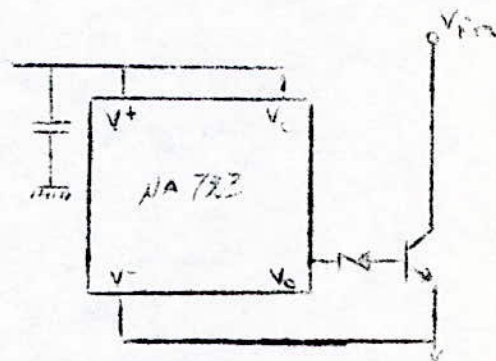


Fig. 10 montage semi-flottant

$$9,5V \leq [V_c - V_{reg}] \leq 40V$$

• alimentation en mode flottant

Si les tensions à réguler peuvent dépasser la tension maximale admissible aux bornes du circuit intégré, on utilise des connexions en mode flottant figure (9.11). La borne V^- du circuit est reliée à la sortie régulée et le courant d'alimentation est fourni aux bornes V^+ et V_c à travers une résistance R_a ; cette résistance est calculée pour écouler le courant à vide du $\mu A723$, auquel il faut ajouter le courant dans les ponts de résistances et le courant base du transistor extérieur T_I . En fonctionnement normale la tension aux bornes du circuit intégré s'ajuste alors automatiquement, mais, il est bon de protéger le circuit par une diode zéner pour éviter de dépasser accidentellement la tension 40V permise à ses bornes; Dans tous les cas d'alimentation à partir de V_{reg} , il y a lieu de noter que :

1)-la base du transistor extérieur T_I , doit être commandée par la tension V_{out} du $\mu A723$ avec un décalage de potentiel d'environ 6V, avec les boîtiers DIP ce décalage est obtenu automatiquement en prélevant la tension de commande sur la V_Z , pour les boîtiers ronds, T_I doit être connecté à V_{out} par l'intermédiaire d'une diode zéner.

2)-le courant d'alimentation du circuit intégré, ainsi que le courant dérivé de V_{ref} par R_3, R_4 (fig: 10) passe dans la charge. Le courant minimal extrait de la tension régulée ne peut donc pas tomber en dessous de 5 à 6mA (ce qui peut nécessiter l'emploi d'une charge additionnelle permanente R_{pc} pour assurer la régulation à (vide) du montage selon la figure(11))

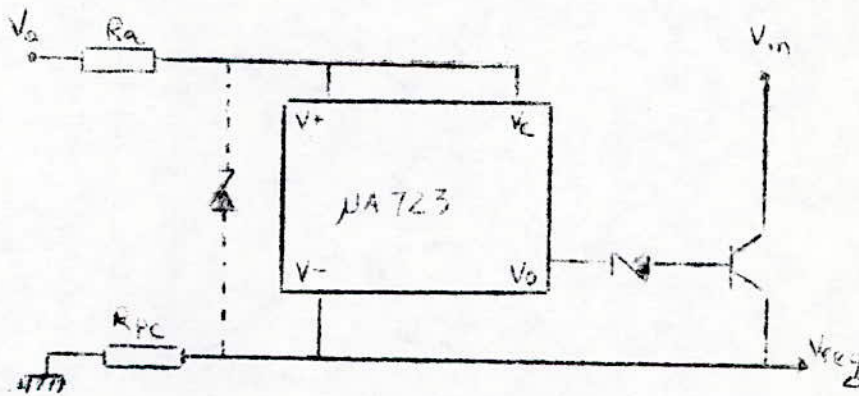


Fig. 11 montage en mode flottant

$$8,5 \leq (V_a - V_{reg} - 5R_a) \leq 40V \quad (R_a \text{ en } k\Omega)$$

6. LIMITATION DE COURANT

Le transistor Q_L est accessible extérieurement, sur sa base, par la borne C_L , sur son émetteur par la borne C_S , sur son collecteur par la borne COMP, et indirectement par l'alimentation V^+ .

La chute de tension aux bornes d'une résistance R_{sc} , peut être appliquée entre les bornes C_L et C_S pour limiter le courant à la valeur I_M désirée (approximativement à $25^\circ C$ $I_M = \frac{0,65}{R_{sc}}$).

L'introduction de R_{sc} présente cependant l'inconvénient d'augmenter un peu l'impédance de sortie (moins bonne régulation en fonction de la charge).

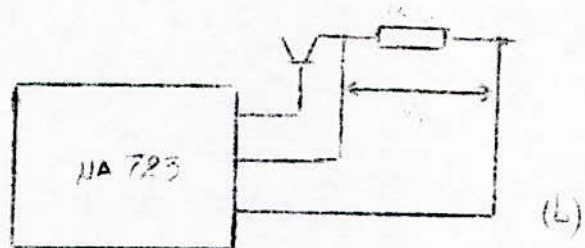
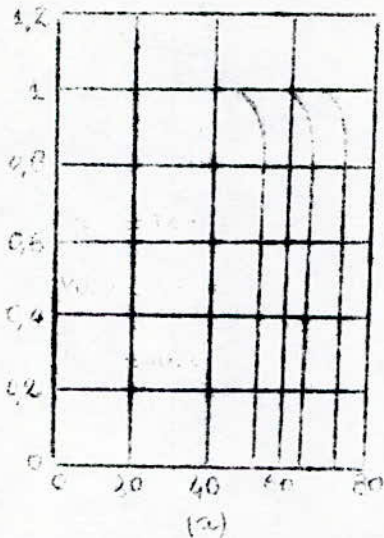


Fig. 1.2 $R_{sc} = \frac{V_j}{I_m} \quad (V_j \approx 0.65 \text{ V à } 25^\circ \text{C})$

Limitation de courant

Si la tension de sortie régulée doit être variable ou s'il existe des risques de court-circuit durable en sortie, il est souhaitable de limiter la puissance dissipée en diminuant la limite de courant en même temps qu'on augmente la tension différentielle $V_{in} - V_{reg}$. Pour cela on s'efforce d'obtenir une caractéristique de limitation "repliée" tel que le courant de court-circuit I_{sc} soit inférieur à la valeur critique I_M pour laquelle le déléstage entre en jeu.

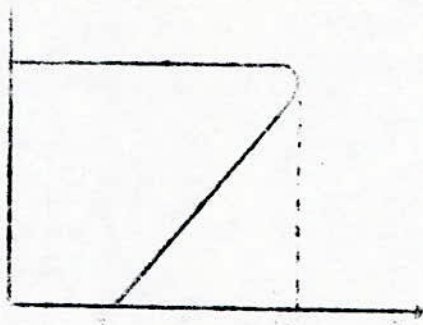
* Délestage automatique en cas de surcharge.

Si l'on fixe une valeur du rapport I_M/I_{sc} , le rapport des résistances de polarisation de Q_1 est donné par:

$$\frac{R_5}{R_5 + R_6} = (\lambda - 1) \frac{V_j}{V_{reg}}, \text{ avec } V_j = 0,65 \text{ V à } 25^\circ \text{ C}$$

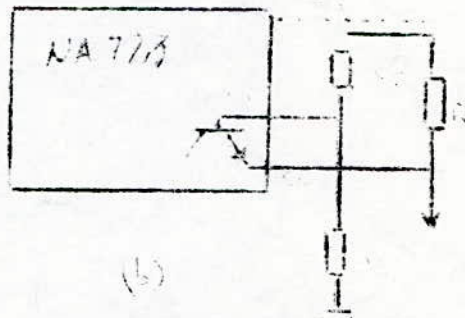
On obtient R_{sc} par : $I_{sc} = \frac{V_j}{R_{sc}} \times \left(\frac{R_5 + R_6}{R_6} \right)$

Pour une valeur de I_M , ce mode de déléstage conduit à une valeur de R_{sc} plus élevée que celle de la figure (Fig. 1.2), d'où une moins bonne régulation de charge. Pour maintenir R_{sc} suffisamment faible λ ne doit pas dépasser 4 ou 5.



(a)

limitation avec délestage



(b)

$$\lambda = I_M / I_{sc}$$

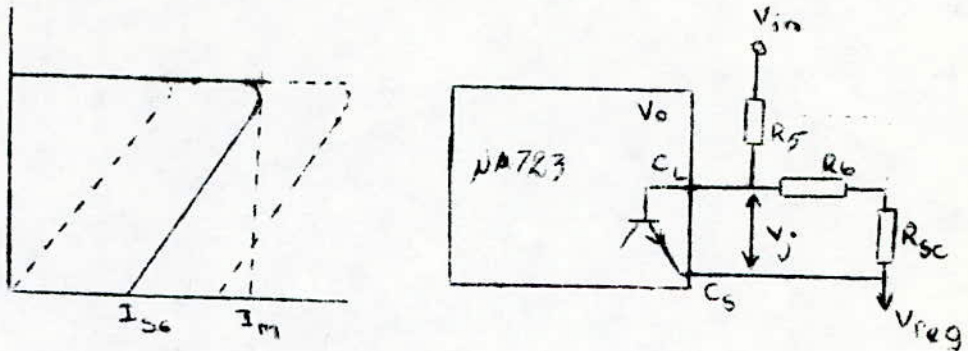
$$\frac{R_5}{R_5 + R_6} = (1 - \lambda) \frac{V_j}{V_{reg}}, \quad R_{sc} = \frac{R_5 + R_6}{R_6} \cdot \frac{V_j}{I_{sc}}$$

• Délestage variable avec la tension d'entrée:

Dans ce mode de délestage, la limite de courant varie non plus avec V_{reg} , mais avec la tension différentielle ($V_{in} - V_{reg}$).

$$I_M = \frac{V_j - k(V_{in} - V_{reg})}{R_{sc}(1-k)}, \quad \text{avec: } k = \frac{R_6}{R_5 + R_6}$$

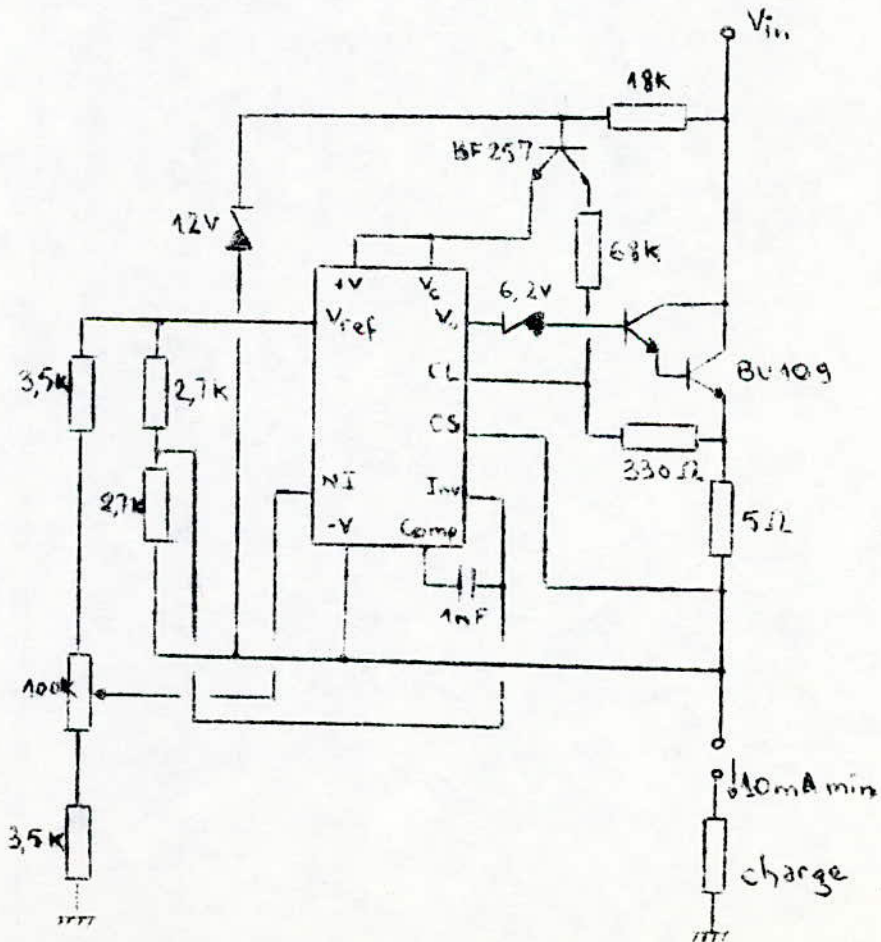
On détermine k et R_{sc} de façon que $I_M \cdot (V_{in} - V_{reg})$ ne dépasse pas la dissipation permise dans toute la gamme des valeurs envisagées pour la tension d'entrée V_{in} et la tension de sortie V_{reg} . Du fait qu'ici, la tension de commande de délestage s'ajoute à la chute de tension dans R_{sc} , cette résistance peut être de valeur plus faible qu'avec la limitation simple, même pour un rapport de courant I_M / I_{sc} élevé. En particulier, on peut prévoir le circuit de façon à annuler complètement le courant en cas de court-circuit en sortie. Il suffit pour cela de choisir : $k = V_j / V_{in}$.



limitation glissante avec déléstage total

7. Application:

Pour réguler jusqu'à 100V avec un tel régulateur, il est évident de choisir le montage à mode flottant. Nous avons adopté pour cela le montage suivant:



chapitre II MULTIPLICATEUR à circuits intégrés

Un multiplicateur est un circuit dont le signal de sortie est proportionnel au produit des signaux d'entrée. Il existe de nombreuses manières d'effectuer ce produit, et cela suivant différents principes, nous allons en exposer quelques uns:

1. multiplicateur parabolique

Le schéma de principe est donné par la figure (Fig. 1)

Pour le multiplicateur parabolique, le principe est de former la somme et la différence des grandeurs à multiplier, les appliquer à des éléments à caractéristique quadratique (parabolique) et soustraire les deux effets pour obtenir un multiple du produit.

$$\begin{aligned} X.Y &= \frac{1}{4} (X^2 + 2XY + Y^2 - X^2 + 2XY - Y^2) \\ &= \frac{1}{4} (X + Y)^2 - (X - Y)^2 \end{aligned}$$

A titre d'exemple, nous proposons le schéma détaillé d'un tel multiplicateur à la figure Fig. 1

2. Multiplicateur logarithmique:

Schéma de principe: voir figure Fig. 2

Le principe est d'effectuer la multiplication en additionnant le logarithme des deux grandeurs à multiplier, c'est à dire $\log V_1 + \log V_2$, à l'aide d'un additionneur, puis on transforme la somme en un produit proportionnel à $V_1.V_2$ au moyen d'un circuit antilog.

A titre d'exemple, nous proposons dans la figure Fig. 2 le schéma détaillé d'un multiplicateur travaillant sur ce principe.

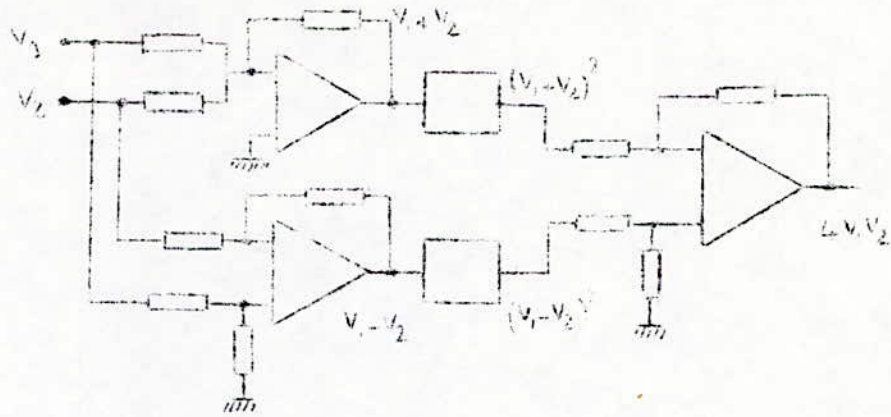


FIG. II-1 Schéma de Principe du multiplicateur Parabolique

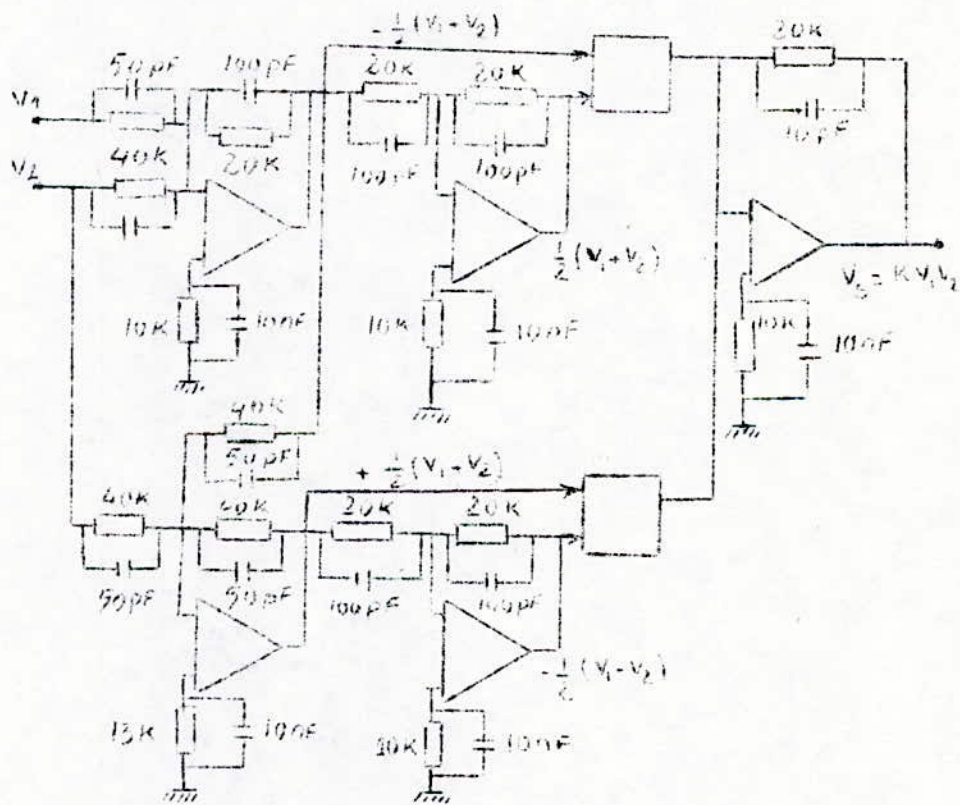


FIG. II-2 montage Pratique du multiplicateur Parabolique

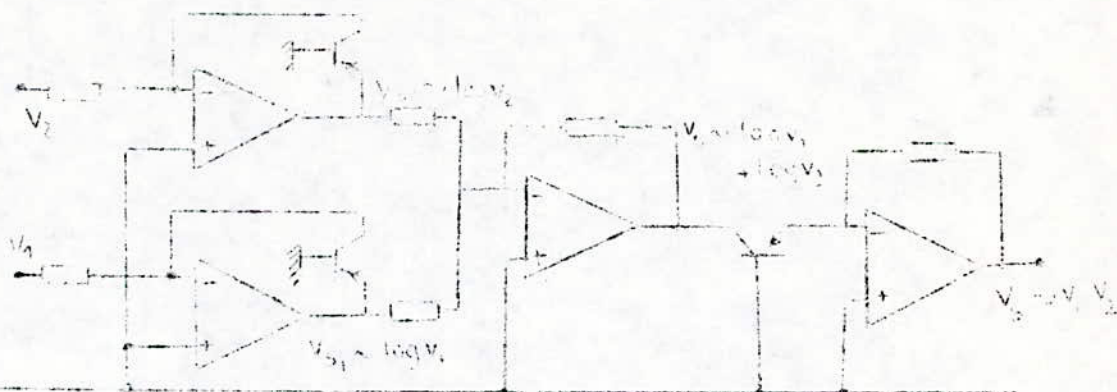


FIG III 3 Schéma de principe du multiplicateur logarithmique

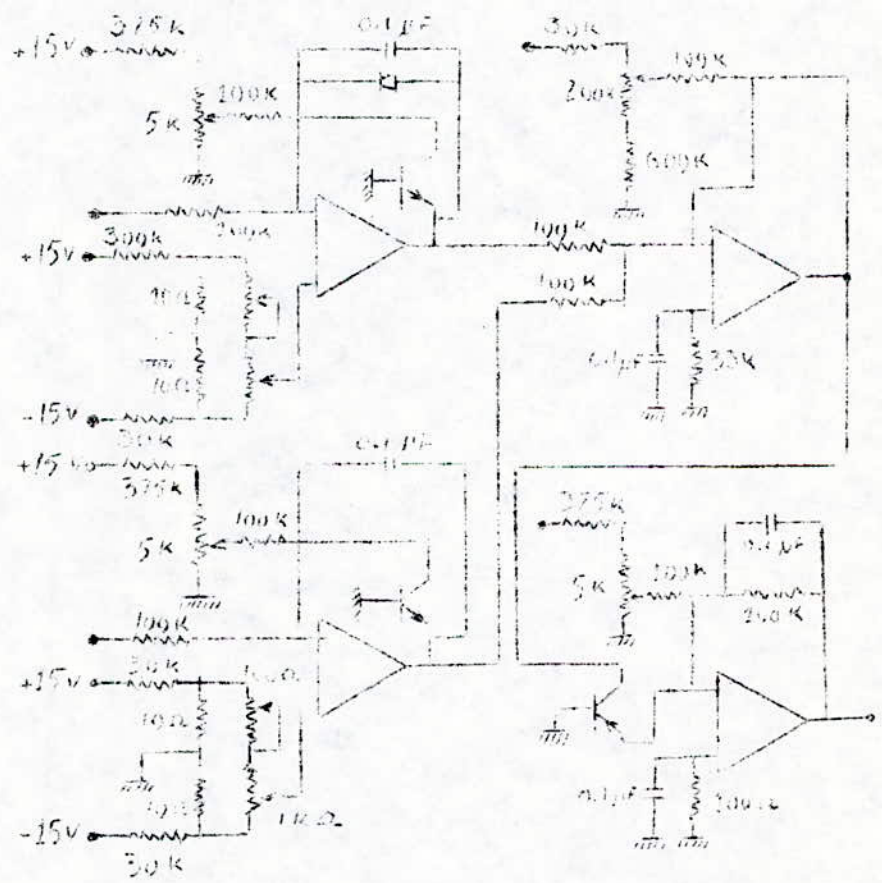


FIG III 4 montage pratique du multiplicateur logarithmique

3 - CHÔLA DU MULTIPLICATEUR -

Le multiplicateur utilisé est un circuit intégré MC 1595L, le circuit de multiplication est monté autour de ce circuit intégré réalisant le produit de deux signaux analogiques. Il utilise pour cela la propriété de la transconductance variable qui, elle, est basée sur la configuration différentielle. Les caractéristiques du MC 1595L sont très performantes; on y trouve:

- Large bande passante;
- Large gamme de tensions d'entrée: ± 10 V
- Facteur d'échelle k ajustable;
- Excellente linéarité: erreur max sur l'entrée X = 1 %
erreur max sur l'entrée Y = 2 %
- Excellente stabilité en température.

Nous détaillons dans ce qui suit, la théorie de base de son fonctionnement. Le schéma interne du multiplicateur est donné par la figure (21.6)

THEORIE DE BASE:

La figure (21.6) représente le schéma d'un amplificateur différentiel si on néglige les courants de base des transistors T_1 et T_2 devant les courants collecteurs, nous aurons au noeud A:

$$I_0 = I_{e1} + I_{c2} = I_{c1} + I_{c2}$$

$$\text{soit: } r_c = \frac{kT}{qI_0}$$

k: la constante de Boltzmann;

q: la charge de l'électron;

T: la température absolue en degré kelvin

I_0 : le courant d'émetteur

$$\text{on peut écrire: } \Delta V = (r_{e1} + R_1) I_{e1} - (r_{e2} + R_2) I_{e2}$$

$$\text{on choisit } T_1 \text{ et } T_2 \text{ identiques, donc: } r_{e1} = r_{e2} = r_e$$

si de plus $R_1 = R_2 = R$, alors:

$$\Delta V = (r_e + R) I_{e1} - (r_e + R) I_{e2} = (r_e + R)(I_{e1} - I_{e2})$$

$$\text{d'où: } \Delta I = I_{e1} - I_{e2} = \frac{\Delta V}{r_e + R}$$

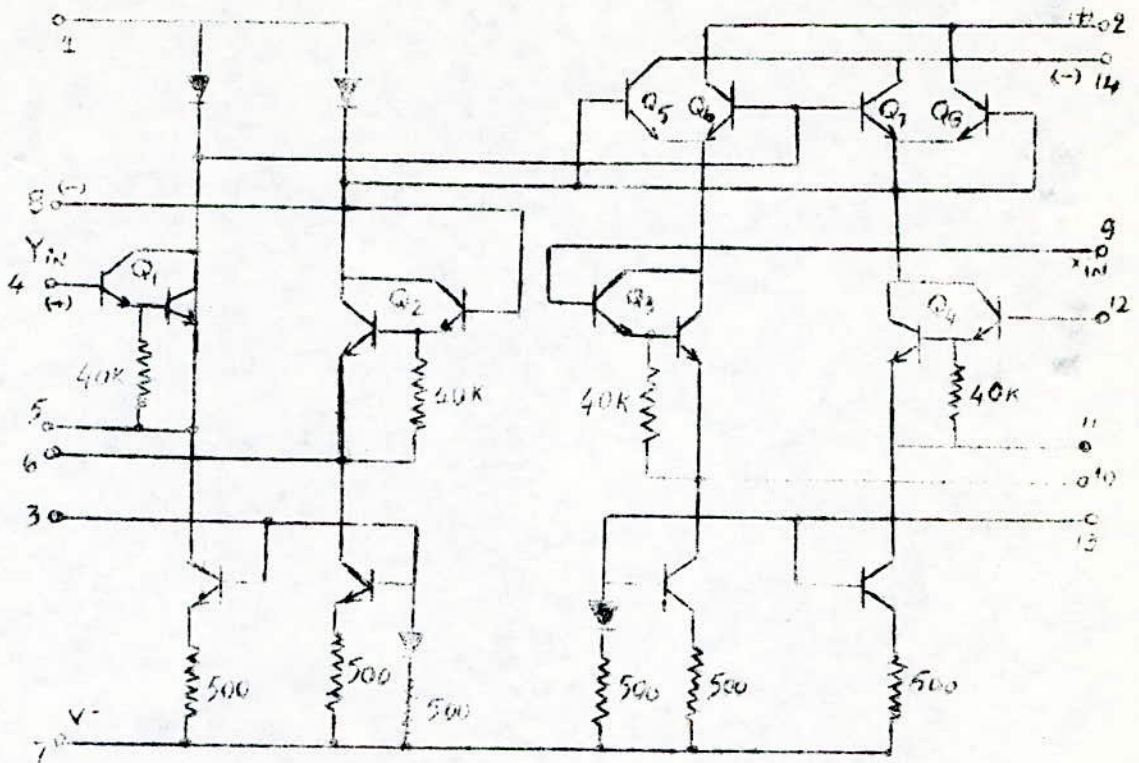


fig: III.5 circuit interne du multiplicateur: MC 1595 L

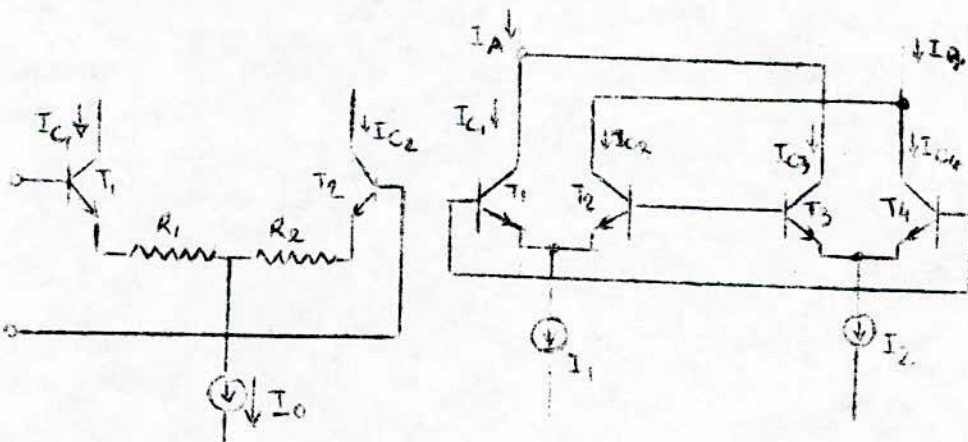


fig: III.6 amp. diff.

fig: III.7 etage multiplicateur

Remarque

si $R_1 = R_2 = 0$, alors $\Delta I = \frac{\Delta V}{r_e}$

en pratique, il est difficile d'avoir R_1 et R_2 absolument identiques. Aussi réalise-t-on des circuits de base comme le montre la figure (41). Il n'y a plus qu'une seule résistance d'émetteur, mais on a deux sources de courant I_1 et I_2 au lieu d'une seule.

Ces sources sont parfaitement appariées ce qui est possible avec la technologie de la structure monolithique. On va donc considérer

$$I_1 = I_2$$

$$I_{e1} = I_1 - I_x = I_{c1}$$

$$I_{e2} = I_2 - I_x = I_{c2}$$

$$\Delta V_x = I_{e1} r_{e1} + I_x R_x - I_{e2} r_{e2}$$

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

d'où
$$\Delta V_x = r_e (I_{e1} - I_{e2}) + R_x I_x$$

$$I_{c1} - I_{c2} = I_{e1} - I_{e2} = \Delta I = 2I_x$$

$$\Delta V_x = r_e \Delta I + R_x \frac{\Delta I}{2}$$

et l'on tire :
$$\Delta I = \frac{2 \Delta V_x}{2r_e + R_x}$$

d'après la théorie d'Ebers - Moll sur le modèle des transistors, le courant collecteur est lié à la tension base-émetteur suivant une loi exponentielle s'écrivant :

$$I_c = \beta I_s \exp \left(\frac{q}{kT} V_{BE} \right)$$

β : gain en courant statique;

I_s : courant de saturation;

T : température absolue;

k : constante de Boltzmann.

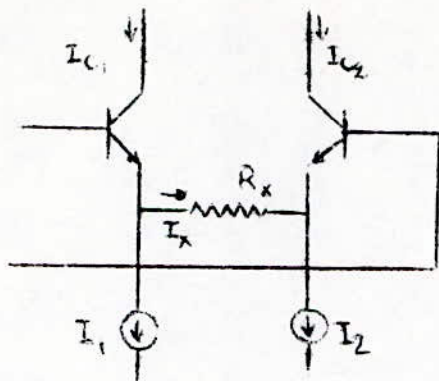


fig: 108 ampli. diff. modifié

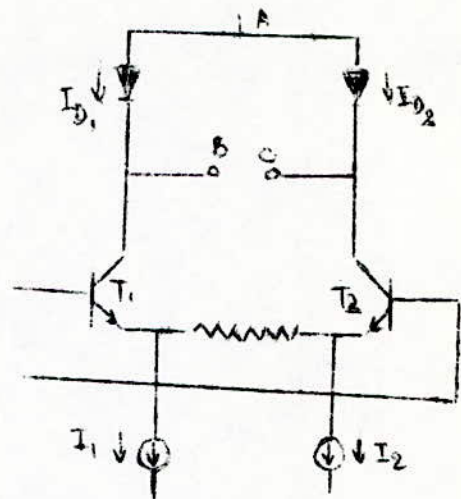


fig: 109 conversion logarithmique

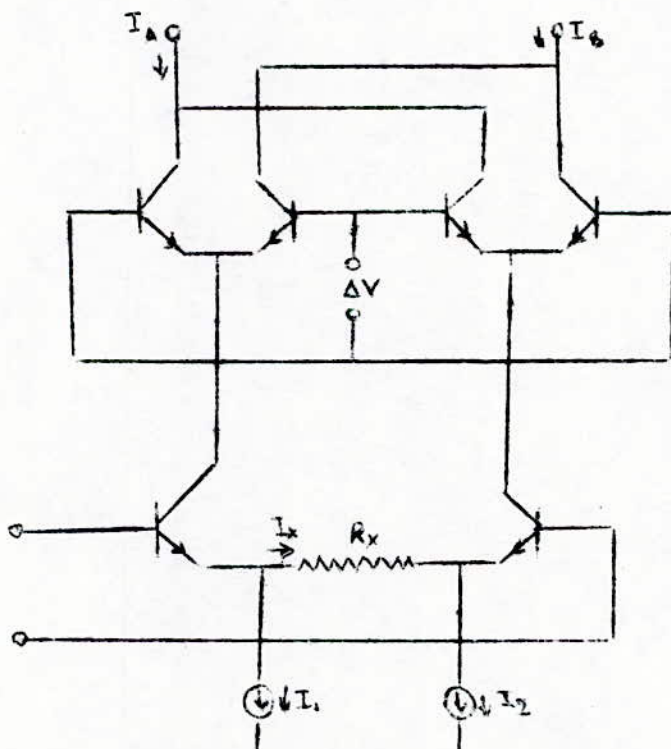


fig: 110 étage complet de multiplicateur non linéaire

prenons le schéma décrit par la figure (), on a :

$$I_1 = I_{c1} + I_{c2}$$

on peut écrire aussi: $I_{c1} = (\beta I_s)_1 \exp\left(\frac{q}{kT} V_{BE1}\right)$

$$I_{c2} = (\beta I_s)_2 \exp\left(\frac{q}{kT} V_{BE2}\right)$$

Notons: $\frac{q}{kT} = m$
 $\beta I_s = a$

Il vient alors:

$$I_{c1} = a_1 \exp(m V_{BE1})$$

$$I_{c2} = a_2 \exp(m V_{BE2})$$

divisons la relation $I_1 = I_{c1} + I_{c2}$ par I_{c1} , on trouve,

$$\frac{I_1}{I_{c1}} = 1 + \frac{I_{c2}}{I_{c1}} \quad \text{donc} \quad \frac{I_{c2}}{I_{c1}} = \frac{I_1}{I_{c1}} - 1$$

$$I_{c1} = \frac{I_1}{1 + \frac{a_2 \exp(m V_{BE2})}{a_1 \exp(m V_{BE1})}}$$

I_1 et T_2 identiques, donc $a_1 = a_2$ donc: $I_{c1} = \frac{I_1}{1 + \exp(m \Delta V)}$

avec $\Delta V = V_{BE2} - V_{BE1}$

l'expression de I_{c2} peut être tirée de façon similaire, on montre alors que

$$I_{c2} = \frac{I_1}{1 + \exp(-m \Delta V)} = \frac{I_1 \exp(m \Delta V)}{1 + \exp(m \Delta V)}$$

de façon analogue on a:

$$I_2 = I_{c3} + I_{c4}$$

$$I_{c3} = a \exp(m V_{BE3})$$

$$I_{c4} = a \exp(m V_{BE4})$$

$$\Delta V = V_{BE3} - V_{BE4} = V_{BE2} - V_{BE1}$$

$$I_{c3} = I_2 \frac{\exp(m \Delta V)}{1 + \exp(m \Delta V)}$$

$$I_{c4} = \frac{I_2}{1 + \exp(m\Delta V)}$$

Considérons maintenant $\Delta I_0 = I_A - I_B = (I_{c1} + I_{c3}) - (I_{c2} + I_{c4})$

$$\Delta I_0 = \left\{ \frac{I_1}{1 + \exp(m\Delta V)} + I_2 \frac{\exp(m\Delta V)}{1 + \exp(m\Delta V)} \right\} - \left\{ \frac{I_1 \exp(m\Delta V)}{1 + \exp(m\Delta V)} + \frac{I_2}{1 + \exp(m\Delta V)} \right\}$$

$$\Delta I_0 = (I_1 - I_2) \frac{I}{1 + \exp(m\Delta V)} - (I_1 - I_2) \frac{\exp(m\Delta V)}{1 + \exp(m\Delta V)}$$

$$\Delta I_0 = (I_1 - I_2) \left(\frac{I - \exp(m\Delta V)}{1 + \exp(m\Delta V)} \right)$$

Dans cette dernière équation figure un terme exponentiel $\frac{I - \exp(m\Delta V)}{1 + \exp(m\Delta V)}$

et un terme de proportionnalité $(I_1 - I_2)$.

LA figure (III 9) utilise l'interconnexion des circuits de la figure (III 7) sachant que lors de l'étude de la figure (III 5) nous avons obtenu

$$I_1 - I_2 = \frac{2\Delta V_x}{2r_e + R_x}$$

et dans la figure (III 9) $\Delta I_0 = \frac{I - \exp(m\Delta V)}{1 + \exp(m\Delta V)}$

on aura dans la figure (III 9)

$$\Delta I_0 = \frac{2\Delta V_x}{2r_e + R_x} \left(\frac{I - \exp(m\Delta V)}{1 + \exp(m\Delta V)} \right)$$

cette équation montre que ΔI_0 est lié à ΔV_x de façon non linéaire. Ceci est dû au terme en exponentielle. Pour avoir un produit linéaire, il est nécessaire de générer une logarithmique de la deuxième grandeur V_y ; le circuit de la conversion logarithmique est représenté par la figure (III 10).

On pose: $I'_1 = I'_2 = I$

$$I_{D1} = a \exp(m(V_A - V_B))$$

$$I_{D2} = a \exp(m(V_A - V_C))$$

D_1 et D_2 sont identiques

$$I_{D1} + I_{D2} = I'_1 + I'_2$$

$$I_{DI} = I + I_Y$$

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

et on sait d'après les résultats précédents: $\Delta I = I_{DI} - I_{D2} = \frac{2 \Delta V_y}{2r_e + R_y}$

$$\frac{I_{DI}}{I_{L1}} = \frac{\exp(m(V_A - V_C))}{\exp(m(V_A - V_B))} = \exp(m(V_B - V_C))$$

En interconnectant les figures (B.3) et (B.4), on obtient la configuration complète du circuit multiplicateur (voir la figure (B.5)).

L'analyse de ce circuit serait:

$$\Delta I_0 = I_A - I_B = \frac{2 \Delta V_x}{2r_e + R_x} \left(\frac{I - \exp(m(V_B - V_C))}{I + \exp(m(V_B - V_C))} \right)$$

on remplace $\exp(m(V_B - V_C))$ par $\frac{I_{D2}}{I_{DI}}$

$$\Delta I_0 = \frac{2 \Delta V_x}{2r_e + R_x} \frac{I - \frac{I_{D2}}{I_{DI}}}{I + \frac{I_{D2}}{I_{DI}}} = \frac{2 \Delta V_x}{2r_e + R_x} \frac{I_{DI} - I_{D2}}{I_{DI} + I_{D2}}$$

$$\text{or : } I_{DI} - I_{D2} = \frac{2 \Delta V_y}{2r_e + R_y}$$

$$I_{DI} + I_{D2} = I_1 + I_2 = 2I$$

$$\text{on tire : } \Delta I_0 = \frac{2 \Delta V_x \cdot \Delta V_y}{I (2r_e + R_y) (2r_e + R_x)}$$

en remplaçant r_e par sa valeur, il vient :

$$\Delta I_0 = \frac{2 \Delta V_x \cdot \Delta V_y}{I \left(R_x + 2 \frac{KT}{qI_e} \right) \left(R_y + 2 \frac{KT}{qI_e} \right)}$$

D'après la formule, nous voyons donc que le circuit multiplicateur à transconductance variable est en fait un circuit multiplicateur de courant.

Pour obtenir le produit des deux tensions d'entrée, on connecte deux

résistances R_L aux sorties correspondant aux courants I_A et I_B . On a

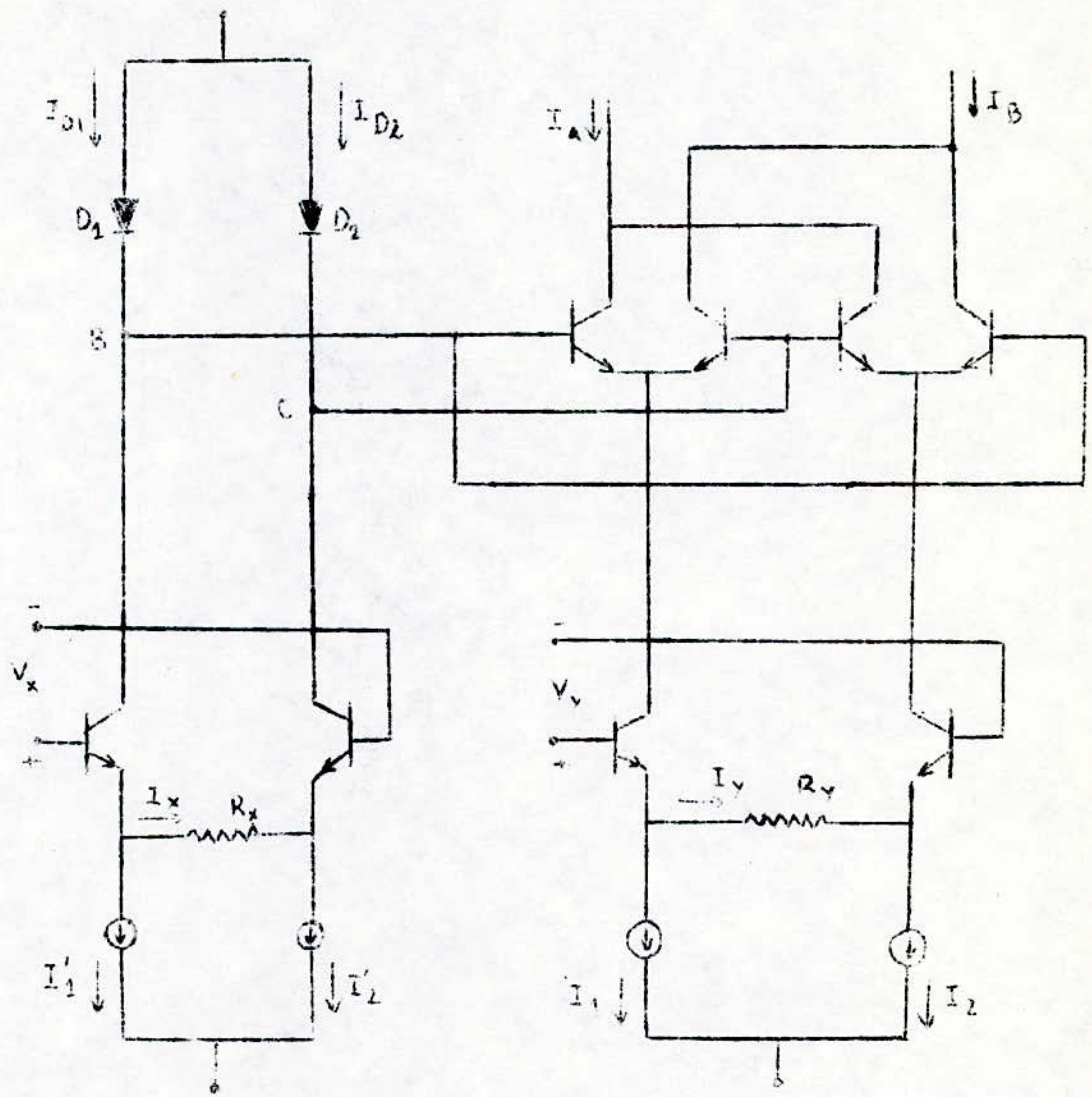


FIG. 11. Circuit complet du multiplieur linéaire

ainsi:

$$V_s = \frac{2 V_x V_y R_L}{I \left(R_x + 2 \frac{kT}{qI} \right) \left(R_y + 2 \frac{kT}{qI} \right)}$$

on pose $k = \frac{2 R_L}{I \left(R_x + 2 \frac{kT}{qI} \right) \left(R_y + 2 \frac{kT}{qI} \right)}$

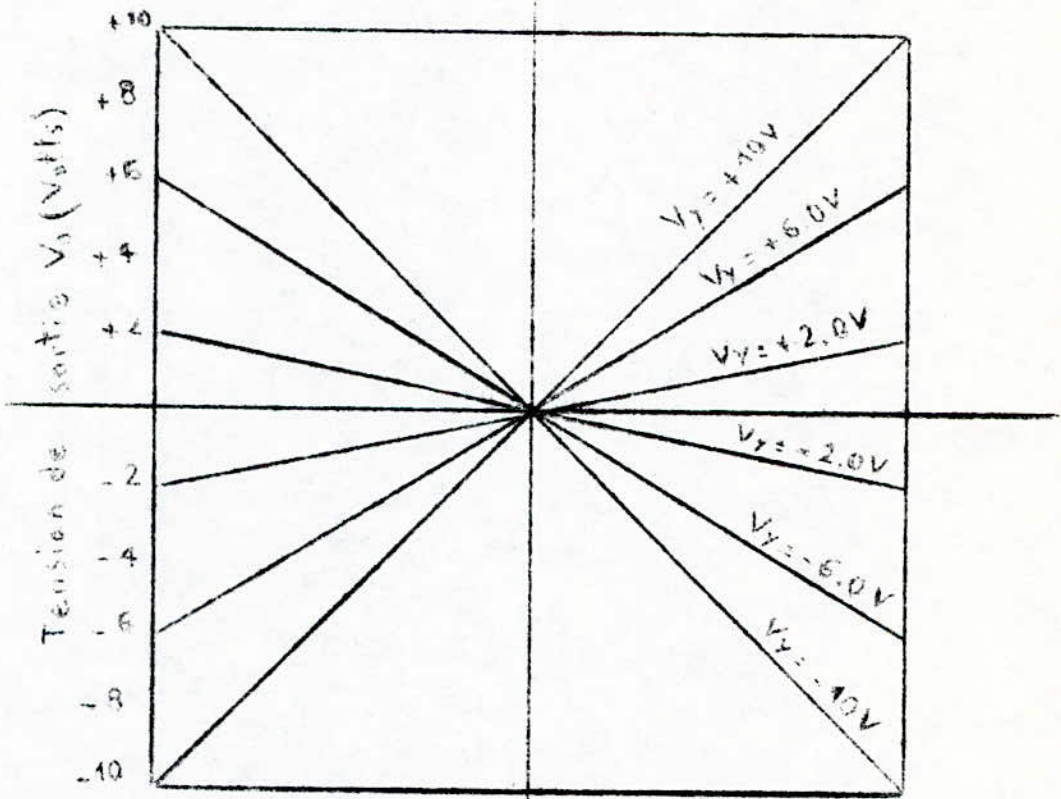
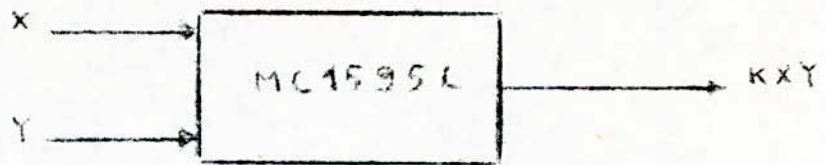
K étant le facteur d'échelle, on peut donc écrire :

$$V_s = k V_x V_y$$

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

On peut alors écrire:

$$k = \frac{2 R_L}{I R_x R_y} .$$



Tension d'entrée V_x (Volts)

-CARACTERISTIQUE DE TRANSFERT DU MULTIPLICATEUR
QUATRE QUADRANTS MC 1595L (pour $K = 1/10$).

Chapitre IV -REDRESSEMENT COMMANDE-

1. Le transistor ballast utilisé dans le montage est un transistor de puissance, pouvant accepter à ses bornes des tensions assez élevées. Toutefois, nous ne devons pas dépasser la puissance maximale qu'il peut dissiper. Cela n'est pas possible si on utilise uniquement un redressement double alternance. En effet, la tension V_{ce} dans le cas le plus défavorable atteindrait 100 V ou plus, si la charge doit faire passer un courant fort tel que 1 A par exemple, nous aurons:

$$P_d = V_{ce} \times I = 100 \times 1 = 100 \text{ W.}$$

Nous voyons que cette valeur de P_d est trop élevée. Pour diminuer P_d il suffirait pourtant de diminuer V_{ce} , dans le cas où la tension de sortie tend à baisser. C'est exactement ce que l'on obtient avec le redressement commandé (ou redressement contrôlé par réglage de l'angle de phase).

Ce procédé consiste à faire varier l'instant de la période à partir duquel on permet la conduction d'un redresseur à électrode de commande. Le contrôle de phase bloque le redresseur, au début de l'alternance positive, pendant un certain angle appelé "angle de retard". La tension continue fournie par le redresseur diminue lorsqu'on augmente l'angle de retard. De cette manière, nous diminuerons V_{ce} , en faisant simplement augmenter l'angle de retard.

Les redresseurs à électrode de commande les plus utilisés sont les thyristors, pour obtenir le redressement contrôlé double alternance, nous en avons utilisé deux. Mais, voyons d'abord le schéma de principe de ce redressement contrôlé:

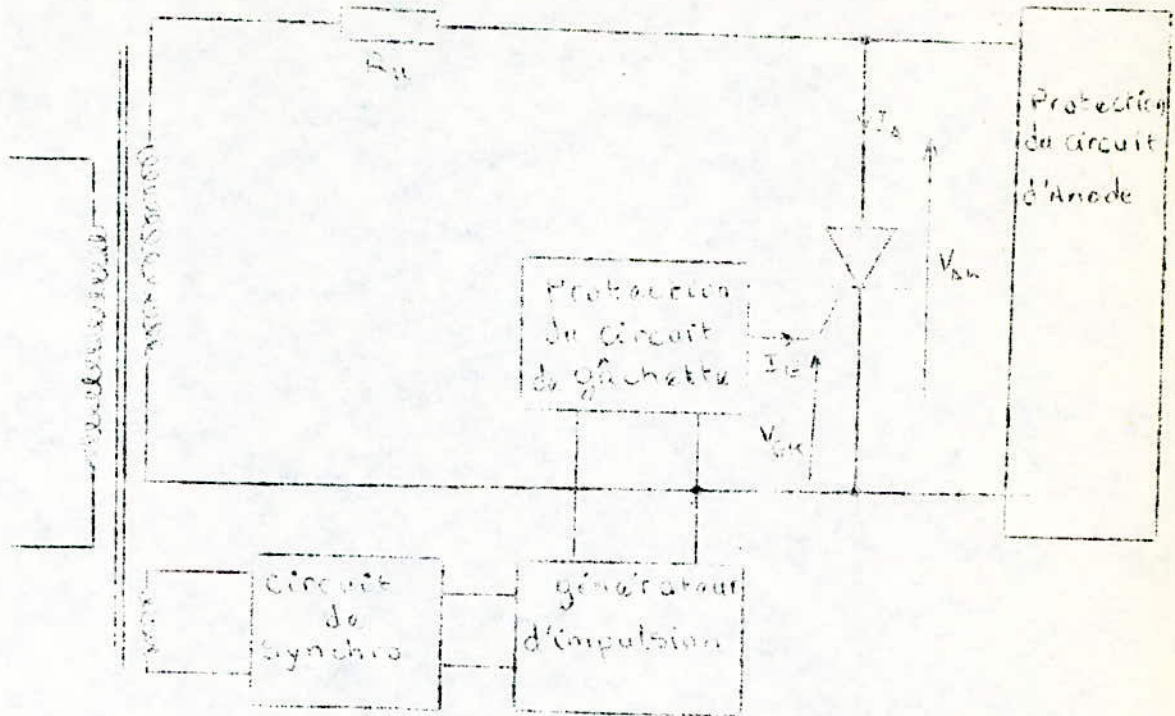


FIG. 17-1 PRINCIPES D'UN REDRESSEMENT CONTROLÉ

Ce schéma comprend:

- Un transformateur;
- Un thyristor;
- Un circuit de protection d'anode;
- Un circuit de commande de gâchette, comportant un circuit de synchronisation, un générateur d'impulsion réglable, et un circuit de protection.
- Une utilisation résistive de valeur R_u .

Nous étudierons en détail, chaque partie de ce circuit.

1. LE THYRISTOR:

Un thyristor (Silicon controlled rectifier ou S.C.R) est formé par la juxtaposition de quatre couches de semi-conducteurs dopés aux extrémités desquels sont réalisés deux connexions ohmiques, l'une l'anode A, l'autre la cathode K. Une troisième connexion dénommée gâchette est réalisée au niveau du semi-conducteur P situé du côté cathode (Voir fig. 2.)

Principe de fonctionnement:

Un thyristor est équivalent à deux transistors complémentaires dont l'un T_1 est du type PNP et l'autre T_2 du type NPN.

On rappelle que pour un transistor NPN ou PNP, les courants sont liés par la relation:

$$I_C = \alpha I_E + I_{C0}$$

Le schéma de la fig. 17.3 montre comment on polarise le thyristor généralement. Cette figure montre aussi que:

$$I_K = I_A + I_G$$

$$I_A = I_E = I_{C1} + I_{B1} = I_{C1} + I_{C2}$$

Il est aisé de trouver alors:

$$I_A = \frac{I_{C01} + I_{C02} + \alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \dots\dots\dots (I)$$

Dans le cas où $I_G = 0$; $I_A = \frac{I_{C01} + I_{C02}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$

On voit que I_A dépend de $(\alpha_1 + \alpha_2)$, donc de I_{E1} et I_{E2} . Pour V_{AK} faible I_A est faible, $(\alpha_1 + \alpha_2)$ est négligeable et I_A est voisin de

$I_{C01} + I_{C02}$, si V_{AK} augmente, I_A augmente et $(\alpha_1 + \alpha_2)$ augmente.

Ceci traduit un effet cumulatif, si V_{AK} est égal à V_{Bo} appelé tension de retournement $(\alpha_1 + \alpha_2)$ est proche de l'unité, on voit que I_A tend à prendre une valeur pratiquement infinie. On dit que le thyristor s'amorce.

La relation (I) montre qu'il existe deux possibilités d'amorcer le thyristor:

- Par augmentation de la tension V_{AK} ;
- Par injection d'un courant de gâchette.

La figure 17.4 montre l'ensemble des caractéristiques du thyristor.

• Caractéristique de commande de gâchette:

La commande d'un thyristor s'effectue généralement par la gâchette, il est donc nécessaire de connaître la caractéristique de celle-ci afin de pouvoir choisir les éléments de polarisation.

On donne en figure 17.5 la caractéristique de la gâchette.

Celle-ci montre bien que la diode de gâchette-cathode caractérisée par la résistance directe R_{GK} présente une chute de tension supérieure à celle

d'une diode et possède un courant inverse nettement plus élevé que celui d'une diode ordinaire.

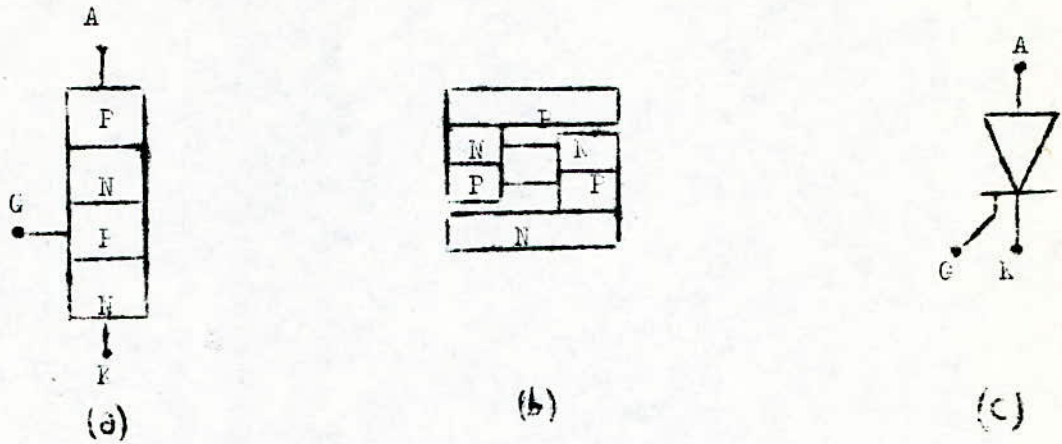


FIG. IV 2 (a) Schéma de principe', (b) Structure équivalente
(c) Symbole du thyristor

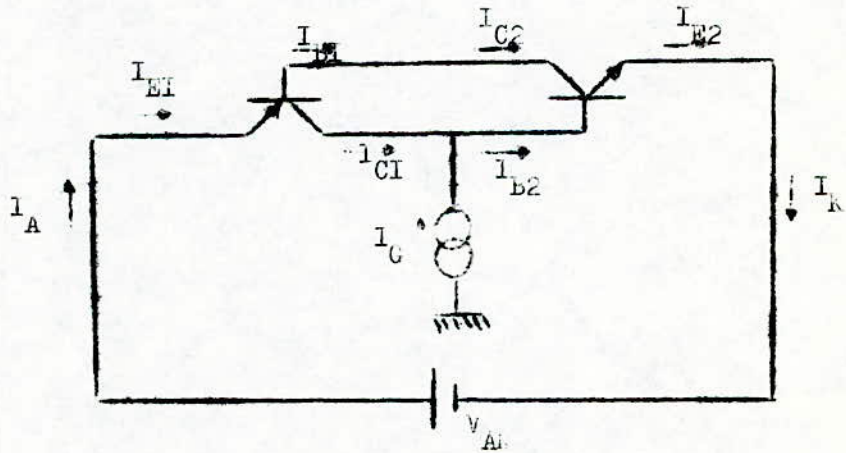


FIG. IV 3 : Schéma équivalent et polarisation
du thyristor

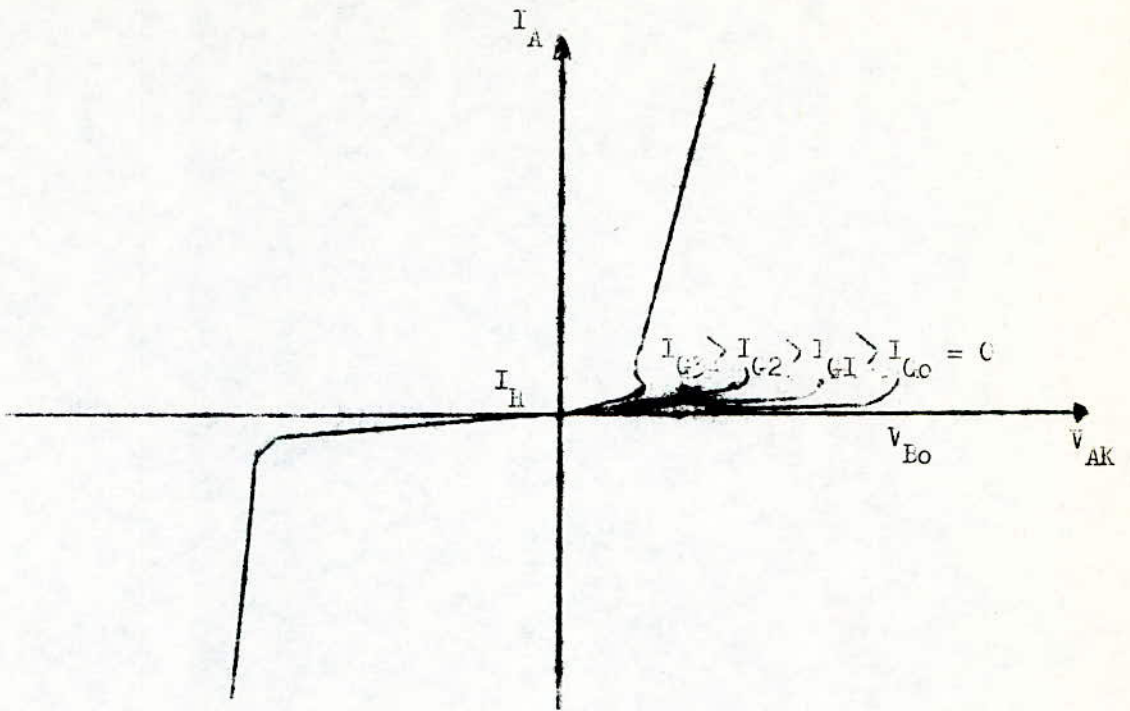


Fig. IV 4. Caractéristique statique d'un thyristor

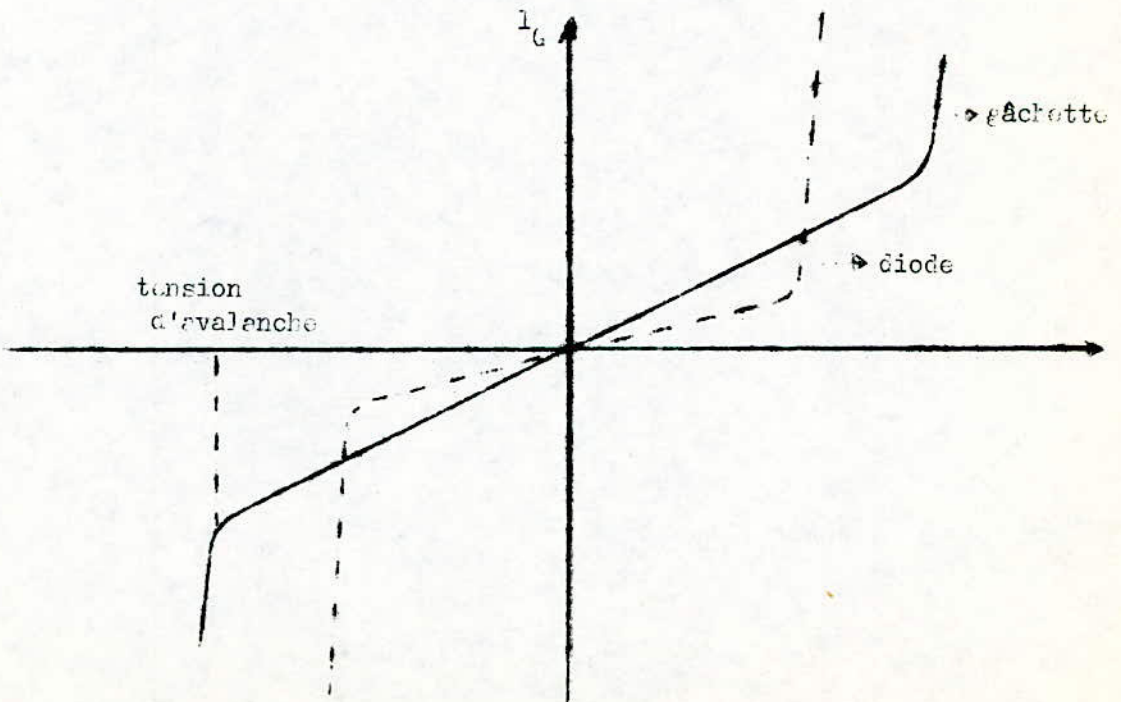


Fig. IV 5. Caractéristique de la gâchette

3. Dispositif de protection des thyristors:

Outre les dispositifs habituels de protection (radiateurs, fusibles...) les thyristors peuvent être dotés de circuits chargés de limiter les effets du dv/dt et des surintensités.

1- Protection contre les di/dt :

Quand la charge comporte une composante capacitive, un courant peut s'établir brusquement à une valeur élevée dès que le thyristor commence à s'amorcer.

Dans le cas où l'on peut craindre des di/dt importants, il est nécessaire de s'assurer que le courant de gâchette provoquant l'amorçage est établi très rapidement à une valeur suffisamment élevée. Si la valeur de di/dt risque de dépasser la valeur limite indiquée par le fabricant des composants, il faut protéger le thyristor en ajoutant une petite inductance en série avec celui-ci.

2- Protection contre les dv/dt :

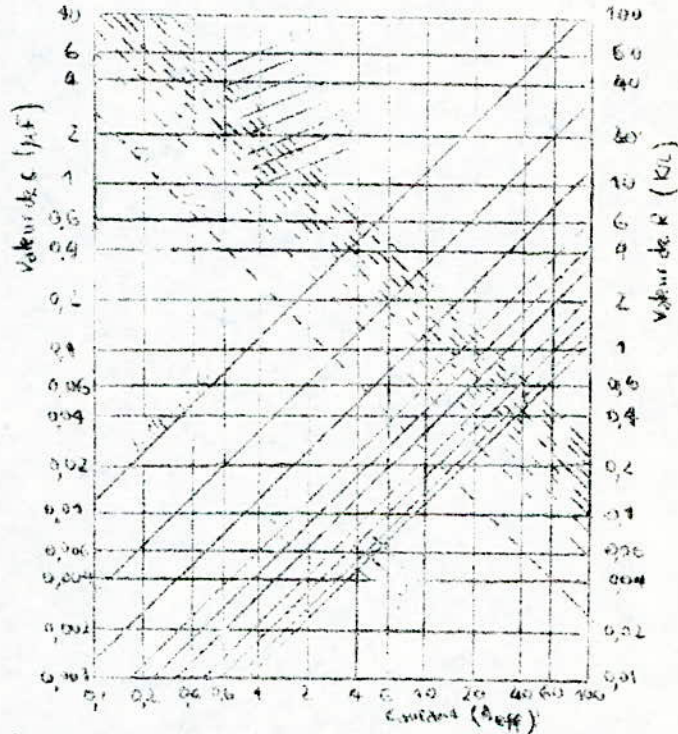
Des montées brutales de la tension peuvent intervenir aux bornes du thyristor, alors qu'il est à l'état bloqué, et provoquer des réenclenchements intempestifs. L'enclenchement brutal sur l'alimentation de circuits voisins comportant une charge inductive, ou des variations brutales de force contre-électromotrice de la charge, peut provoquer des variations brusques de la tension d'alimentation alors que le thyristor est à l'état bloqué.

Le procédé le plus souvent employé pour réduire la vitesse de montée de la tension consiste à placer un condensateur aux bornes du thyristor. Mais la surintensité et le di/dt , qu'introduirait la décharge brutale de cette capacité aux instants d'amorçage, risqueraient d'être préjudiciables au thyristor. Il est donc nécessaire de limiter le courant de décharge au moyen d'une résistance R en série avec le condensateur. Ce circuit RC doit être placé aux bornes du thyristor, le plus près possible de ses bornes.

Un mode de calcul du réseau RC de protection a été proposé par RCA (note d'application AN4745, 1971: "Analysis and design of snubber networks for dv/dt suppression in triac circuits")

par J.E.Wojslawowicz

Les valeurs de R et C sont élaborées en fonction du courant I dans la charge (en ampère efficace) et du dv/dt admissible, pour différentes valeurs de la tension de crête. Ces valeurs ont été établies pour le



pire des cas: une charge purement inductive, c'est à dire avec un cosinus $\varphi = 0$. Pour des valeurs meilleures du cos φ , la valeur de la tension de crête est à réduire dans la même proportion; par exemple 200 V crête correspondant à $\cos \varphi = 0$; si $\cos \varphi$ passe à 0,7, la tension de crête devient : $200 \times 0,7 = 140V$.

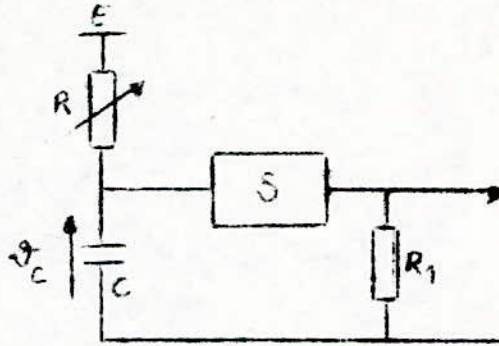
L'abaque ci-dessus correspond à une tension de service de 120V (200V crête), pour l'utiliser, on ~~se sert~~ procède de la manière suivante :

- On trace une verticale à partir du courant nominal prévu;
- Le croisement de cette verticale avec l'oblique dv/dt admissible en trait plein, a pour ordonnée, sur l'échelle de gauche, la valeur de C en microfarads;
- son croisement avec l'oblique de dv/dt , en pointillés, donne R en kilo-ohms sur l'échelle de droite.

Par exemple, pour un fonctionnement à 120V (200V crête), $\cos \varphi = 0$ et 40 A efficaces, dv/dt admissible = $5V/\mu s$, on trouve: $C = 180nF$ et $R = 340\Omega$

4 LE CIRCUIT GÉNÉRATEUR D'IMPULSION:

Montage de base:



L'élément à seuil de tension, ou tension de pic V_p , soumis à la tension croissante V_c , devient conducteur lorsque $V_c = V_p$, sa résistance est alors petite, d'où la décharge brusque de C et une impulsion de tension apparaît aux bornes de R_1 . Après quoi, le condensateur se recharge à travers R et la décharge se reproduit. Le système constitue un oscillateur de relaxation dont la période dépend pratiquement de R et C.

$$\text{Charge de C : } V_c = E \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right)$$

La période T s'achève à $V_c = V_p$, alors:

$$V_p = E \left(1 - \exp\left(-\frac{T}{RC}\right) \right)$$

$$\exp\left(\frac{T}{RC}\right) = \frac{E}{E - V_p}$$

$$T = RC \ln \frac{E}{E - V_p} = 2,30 RC \log \frac{E}{E - V_p}$$

L'élément S que nous utilisons est un transistor unijonction que nous allons maintenant définir.

• Le transistor unijonction:

Le transistor unijonction (UJT ou diode à deux bases) est essentiellement constitué d'un mince barreau, généralement de type N aux extrémités duquel sont soudées deux connexions ohmiques B_1 et B_2

appelées bases, une troisième électrode dénommée émetteur est située latéralement en un point E, au voisinage du milieu $B_1 B_2$ et, réalisant ainsi une jonction PN.

Les figures (II.6) donnent respectivement, la présentation, le schéma symbolique, et la disposition des trois électrodes vues côté connexions.

• Caractéristiques statiques d'un UJT:

la résistance R_{BB} dite résistance interbase est définie par la relation:

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$$

Cette relation peut être déduite à partir du schéma vu en figure (V.7); cette figure montre également que la diode D reste bloquée tant que la tension V_E est inférieure au seuil V_P dite tension de pic et définie par la relation:

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D$$

V_D : tension directe aux bornes de la diode

η : rapport intrinsèque de l'UJT = $\frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$

La caractéristique de l'UJT est représentée par la figure (V.8). Cette caractéristique met en évidence l'existence de trois zones délimitées par deux points P et V définis par leurs coordonnées (I_P, V_P) et (I_V, V_V) , on voit apparaître une zone de blocage où l'UJT présente une résistance positive élevée (dans laquelle l'UJT présente une forte résistance équivalente) une zone à résistance dynamique négative, une zone de saturation où l'UJT présente une résistance positive relativement faible.

Nous retiendrons que l'UJT se comporte comme un interrupteur qui:

-se ferme lorsqu'il est soumis à une tension croissante dès que celle-ci atteint la valeur $V_P = \eta V_{BB} + V_D$ (dite tension de pic)

-s'ouvre lorsqu'il est soumis à une tension décroissante dès que celle-ci atteint la valeur $V_V =$ tension de vallée.

quelques paramètres caractérisant l'UJT

I_P : courant de pic;

I_V : courant d'émetteur minimal pour provoquer l'amorçage de l'UJT

I_V : courant de vallée;

courant d'émetteur au point de vallée, c'est à dire, à la limite entre la zone de résistance négative et la zone de saturation.

I_{EO} : courant inverse d'émetteur;

courant mesuré en appliquant une tension inverse entre l'émetteur et la base 2, la base 1 étant en l'air.

η : rapport de tension intrinsèque;

I_{EO} : courant inverse d'émetteur;

courant mesuré en appliquant une tension inverse entre l'émetteur et la base2, la base1 étant en l'air .

η : rapport intrinsèque;

ce paramètre est le plus important d'un transistor UJT. Il est déterminé par la géométrie du transistor. Il est pratiquement indépendant de la tension interbase et de la température. Il permet de calculer la tension de pic selon la formule:

$$V_P = \eta (V_{BB} + V_D)$$

R_{BB} : résistance interbase;

c'est le rapport du courant interbase à la tension interbase, l'émetteur étant en l'air. Ce paramètre varie avec V_{BB} et la température.

V_D : tension de seuil

tension équivalente d'émetteur sa valeur, à 25 °C est voisine de 0,7V, elle diminue avec la température d'environ 3mV/ °C

V_P : tension de pic;

tension d'émetteur pour laquelle s'amorce le phénomène de résistance négative, V_P décroît quand la température s'élève du fait de la diminution de V_D

V_V : tension de vallée;

c'est la tension d'émetteur au point de vallée, ce paramètre croît avec la tension interbases et décroît avec la résistance de base1 ou de base2.

5. RELAXATEUR A UJT

L'UJT est généralement monté en relaxateur conformément au schéma représenté par la figure (Fig 5). Dans ce montage R_2 est prévue pour minimiser l'effet de température sur le fonctionnement du dispositif. En effet la tension V_D a un coefficient de température négatif, elle décroît de 3mV quand la température s'élève de 1 °C. Toute augmentation de la température entraîne une augmentation de la résistance du barreau de silicium. La tension interbase aura alors tendance à augmenter. Le choix de R_2 est tel que l'aug-

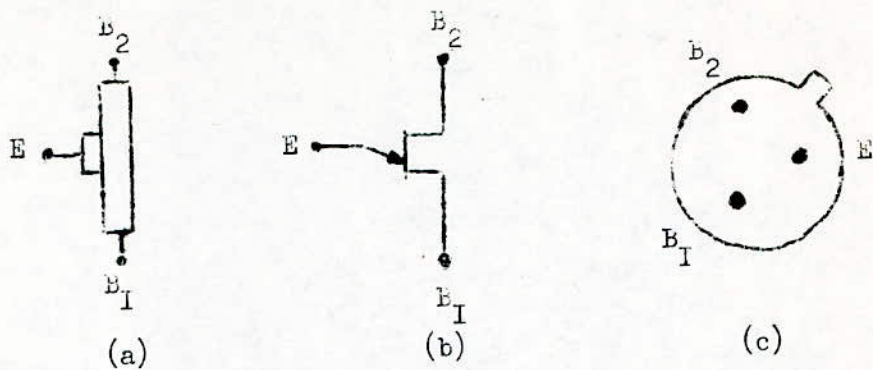


Fig. 1.3 (a) Présentation, (b) Symbole, (c) Disposition des électrodes de l'UJT

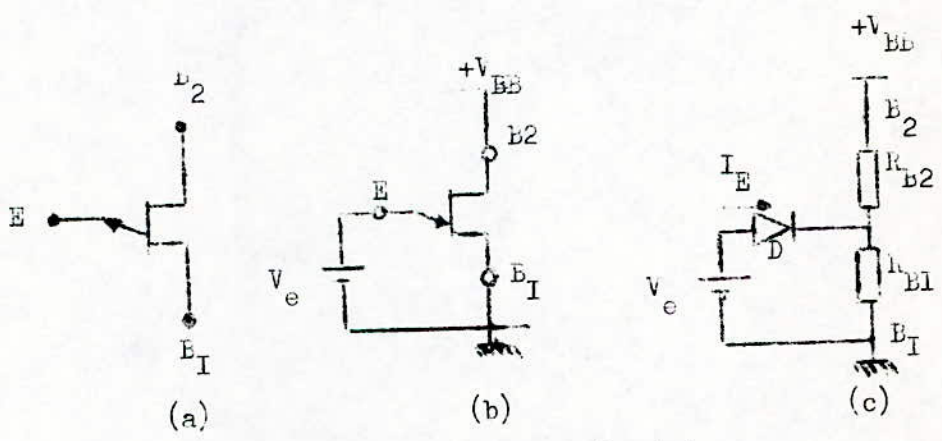


Fig. 1.4 (a) Symbole de l'UJT complémentaire, (b) Polarisation de l'UJT, (c) Schéma équivalent de l'UJT

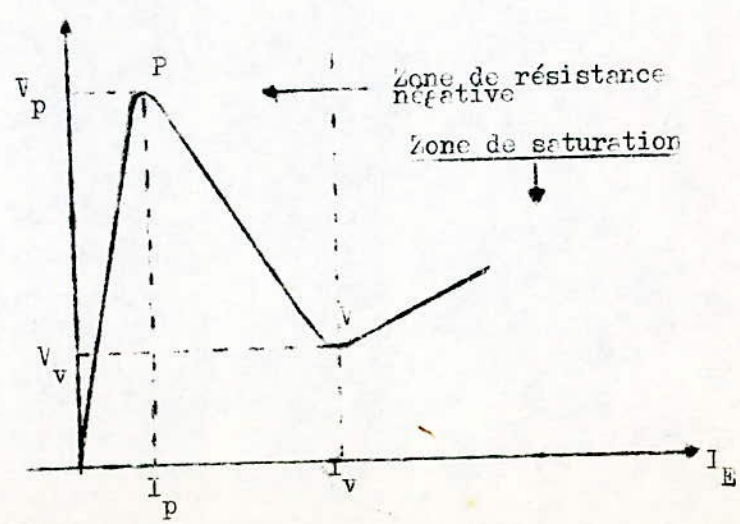


Fig. 1.5 Caractéristiques statiques de l'UJT

-mentation de cette tension compense exactement la diminution de V_D .

La valeur de R_2 est donné généralement par la relation :

$$R_2 = \frac{0,7}{\beta_1} \cdot \frac{R_{LE}}{V_{BE}} + \frac{1 - \beta_1}{\beta_1} \cdot R_1$$

Ce circuit fonctionne de la façon suivante :

Tant que la tension aux bornes du condensateur est inférieure à la tension de pic de l'UJT ; la diode formé par la jonction émetteur- E_1 est bloquée. Dans ce cas, le condensateur C se charge à travers la résistance R avec une constante de temps $\tau = RC$. La tension V_C aux bornes de C évolue alors selon :

$$V_C = E \left(1 - \exp \left(- \frac{t}{RC} \right) \right)$$

Lorsque l'UJT est bloqué, la figure 15' montre que les résistances R_1 , R_2 et R_{BB} sont parcourues par un courant I_0 tel que :

$$I_0 = \frac{E}{R_1 + R_2 + R_{BB}} \dots \dots \dots (3)$$

Etant donné la valeur relativement élevée de la résistance R_{BB} par rapport à R_1 et R_2 , on pourra généralement admettre avec une bonne approximation que :

$$I_0 = \frac{E}{R_{BB}} \dots \dots \dots (4)$$

Compte tenu de la contribution de I_0 , la tension de V'_p est donné par la relation :

$$V'_p = \frac{R_{E1} + R_1}{R_1 + R_2 + R_{BB}} \cdot E + V_D \dots \dots \dots (5)$$

Etant donné les valeurs relativement faibles des résistances R_1, R_2 par rapport à R_{E1} et R_{BB} , on pourra généralement admettre que les grandeurs V_p et V'_p sont égales.

-Dès que la tension aux bornes du condensateur atteint la valeur de seuil V_p , l'UJT s'amorce entraînant la décharge du condensateur dans R_2 avec une constante de temps $\tau' = R_2 C$.

La tension aux bornes de C évolue alors selon :

$$V_C = V_p \cdot \exp \left(- \frac{t}{R_2 C} \right) \dots \dots \dots (6)$$

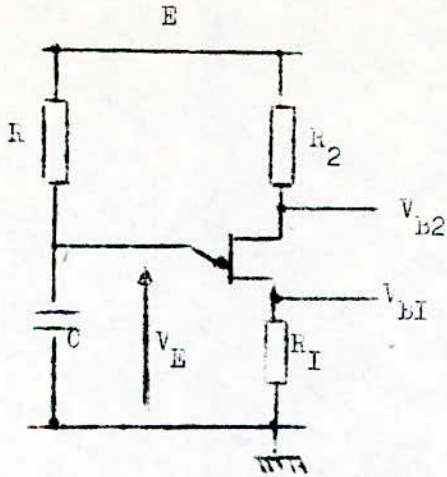


Fig. IV 9 Relaxateur à UJT

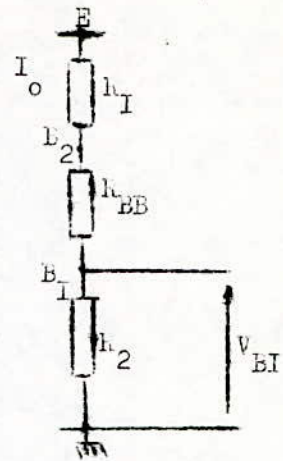


Fig. IV 10 Fonctionnement dans la zone de blocage

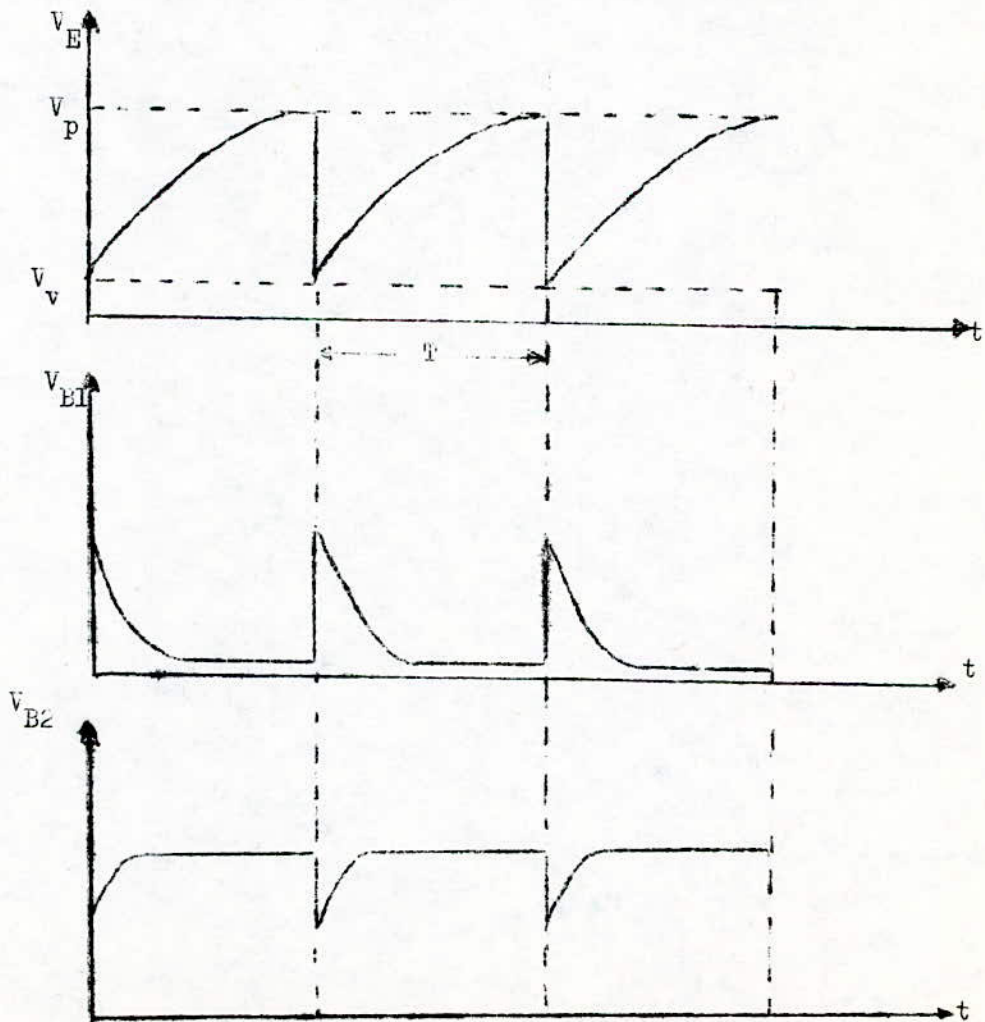


Fig. IV 11 Les différents signaux délivrés par le relaxateur à UJT

L'UJT se bloque dès que la tension aux bornes de C est inférieure à la tension de vallée V_v . L'UJT étant bloqué un nouveau cycle identique au précédent reprend.

Compte tenu de ce qui précède on déduit les signaux disponibles au niveau de l'émetteur E et des bases b_1 et b_2 qui se présentent sous la forme indiquée en figure 11. Ces figures mettent en évidence un phénomène périodique dont la période T est égale à la somme des périodes de charge et de décharge respectivement T_1 et T_2 du condensateur.

la période T_1 peut être obtenue à partir de l'équation (2) dans laquelle on pose:

$$V_C(T_1) = V_p$$

Le même la période T_2 peut être obtenue à partir de l'équation (6) dans laquelle on pose:

$$V_C(T_2) = V_v$$

Si l'on tient compte des approximations généralement justifiées:

$$V_p = \alpha E$$

On obtient:

$$T_1 = RC \log\left(\frac{I}{I - \frac{V_p}{R}}\right) \dots\dots\dots(7)$$

$$T_2 = R_1 C \log\left(\frac{E}{V_v}\right) \dots\dots\dots(8)$$

Ce qui donne:

$$T = RC \log\left(\frac{I}{I - \frac{V_p}{R}}\right) + R_1 C \log\left(\frac{E}{V_v}\right) \dots\dots\dots(9)$$

Etant donné la valeur relativement faible de R_1 , on pourra admettre dans toute la suite que: $T_1 = T$

Pour que le relaxateur fonctionne de façon sûr, il sera nécessaire que la droite de charge coupe la caractéristique statique en un point situé dans la zone à résistance dynamique négative.

Il convient pour ce faire, de prendre pour R une valeur fixée par la double inéquation:

$$\frac{E - V_v}{I_v} \leq R \leq \frac{E - V_p}{I_p}$$

6. SYNCHRONISATION DU GÉNÉRATEUR D'IMPULSION: (figure 12)

Le relaxateur de déclenchement utilisé est synchronisé sur le réseau d'alimentation. On obtient ainsi un angle de retard constant.

Une tension redressée à deux alternances, issue d'un pont de redressement est réalisée pour fournir à la fois la tension d'alimentation et la synchronisation au circuit de déclenchement. C'est la tension que l'on appelle v . La ddp v_Z ne peut dépasser la tension V_Z , car la diode zéner écrête à V_Z la ddp v .

On obtient donc:

-une ddp v_Z constante et égale à V_Z lorsque $v > V_Z$;

-Une ddp v_Z variable et égale à v lorsque $v < V_Z$.

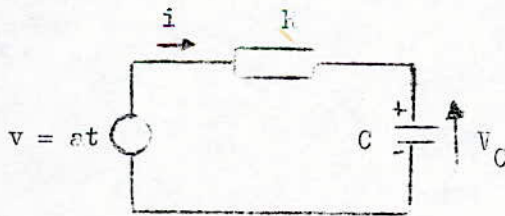
avec $v = V_M \sin(\omega t)$.

En supposant que: $V_Z \ll V_M$, la tension aux bornes de la diode zéner est assimilable à un trapèze de petit côté horizontal V_Z : dans cette approximation, le flanc gauche a donc pour équation entre 0 et t_0 :

$$V_Z = at$$

Les oscillogrammes des ddp v_Z, v_C , et v_G sont reproduits en figure().

I- Calcul de t_0 et de la tension V_0 aux bornes de C à l'instant t_0 :



On a $ki + V_C = v$

or: $i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dv_C}{dt}$

et: $v = at$

donc: $RC \frac{dv_C}{dt} + V_C = at$

C'est un équation différentielle du premier ordre avec second

membre, sa solution est de la forme: $V_C = V_{C1} + V_{C2}$

$V_{C1} = A \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$ = solution de l'équation homogène

$V_C = bt + c$: solution particulière.

A, b, c sont des constantes que l'on tire à partir des conditions initiales. Ainsi on aura:

$$A = aRC$$

$$b = a$$

$$c = -aRC$$

car on a $V_C = 0$ pour $t = 0$.

La solution générale devient:

$$V_C = at - aRC \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right)$$

à l'instant t_0 , on a : $v = V_M \sin(\omega t_0) = V_Z$

$$\text{d'où: } \sin(\omega t_0) = \frac{V_Z}{V_M}$$

$$\text{comme } V_Z \ll V_M, \text{ donc } \frac{V_Z}{V_M} \ll 1$$

$$\sin(\omega t_0) \approx \omega t_0$$

$$\text{et: } t_0 = \frac{V_Z}{\omega V_M}$$

Le condensateur C, entre 0 et t_0 , a été chargé à travers R par la tension $v = at$, calculons a:

$$\frac{dv}{dt} = \omega V_M \cos(\omega t)$$

$$\text{Pour } t = 0, \quad \omega V_M = a$$

$$\text{donc } V_C = \omega V_M t - RC\omega V_M \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right)$$

$$\text{Pour } t = t_0: \quad V_C = V_0 \quad \text{et } \omega V_M \left(1 - \exp\left(-\frac{V_Z}{RC\omega V_M}\right) \right)$$

2-Charge de C par la tension constante V_Z :

Pour $t > t_0$, V_Z se substitue à la tension at:

L'équation différentielle devient:

$$RC \frac{dV_C}{dt'} + V_C = V_Z$$

avec $t' = 0$ pour $t = t_0$ et $V_C = V_0$

La solution de l'équation différentielle sera :

$$V_C = A \exp\left(-\frac{t'}{RC}\right) + V_Z$$

Pour $t' = 0$:

$$v_o = A + v_Z$$

donc $A = -(v_Z - v_o)$

Alors:

$$v_C = v_Z - (v_Z - v_o) \cdot \exp(-t'/RC)$$

3-Calcul de l'instant d'amorçage:

Nous avons étudié ce circuit pour attaquer la gâchette des thyristors. Il est donc nécessaire de savoir l'instant d'amorçage.

A l'époque t'_a , l'amorçage se produit parce que: $v = v_p = \eta V_{BB} = \eta v_Z$.

$$\eta v_Z = v_Z - (v_Z - v_o) \cdot \exp(-t'_a/RC)$$

$$(v_Z - v_o) \cdot \exp(-t'_a/RC) = (1 - \eta) v_Z$$

on tire:

$$t'_a = RC \ln \frac{v_Z - v_o}{(1 - \eta) v_Z}$$

qui s'écrit également:

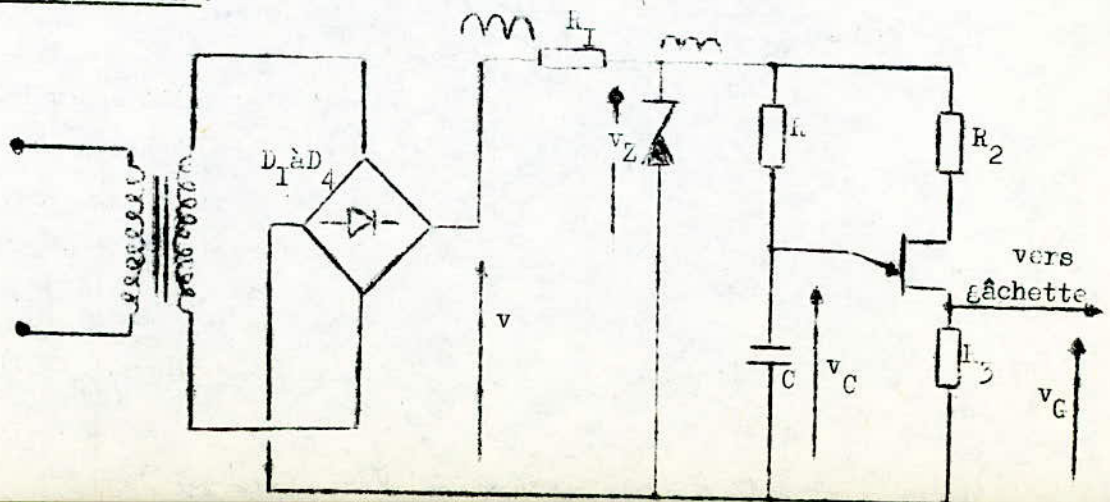
$$t'_a = 2,30 RC \log \frac{v_Z - v_o}{(1 - \eta) v_Z}$$

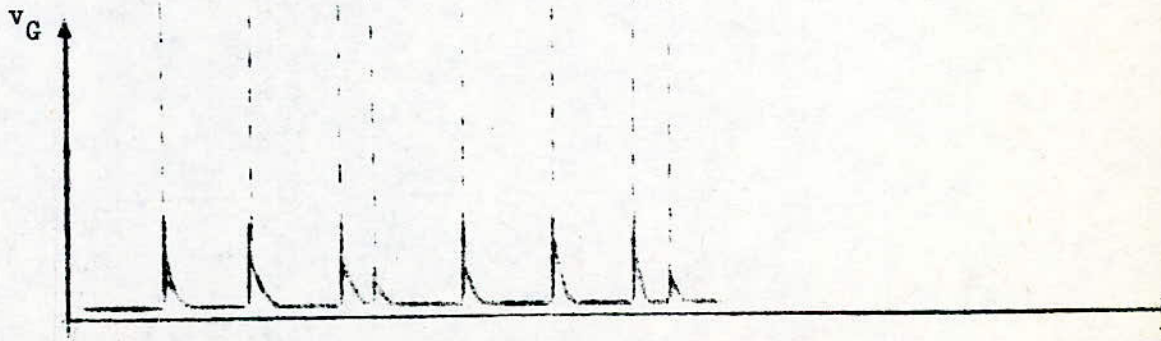
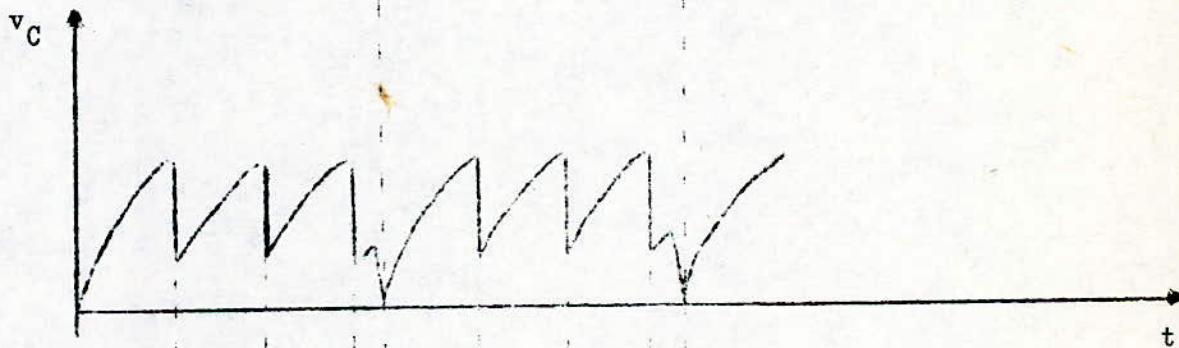
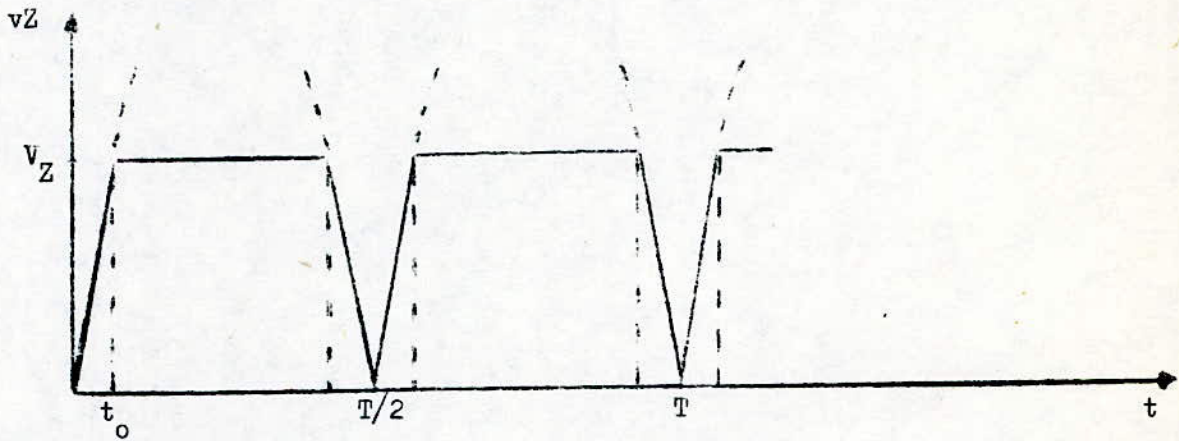
Bien entendu depuis l'époque $t = 0$, il s'est écoulé: $t_a = t_o + t'_a$.

L'angle de retard du thyristor est:

$$\sigma = 360 \frac{t_a}{T} = 180 \cdot \frac{t_a}{(T/2)}$$

7- Application :





Oscillogrammes des ddp v_Z , v_C , et v_G .

8. DIFFERENTS TYPES DE MONTAGES A REDRESSEURS COMMANDES:

Selon les applications, le nombre de thyristors est variable, les assemblages en pont étant les plus communément employés en alimentation monophasée. La figure (IV 13 a) donne la représentation d'un pont de redressement utilisant quatre thyristors, dans ce montage, le courant circule à chaque demi-alternance par deux thyristors en série; soit Th1 et Th3, soit Th2 et Th4; la forme de la tension disponible est celle d'un redressement double alternance.

Il est possible d'obtenir la même forme de tension avec un pont tel que celui de la figure (IV 13 b) utilisant seulement deux thyristors; les deux bras du pont sont fermés par les deux diodes D_1 et D_2 .

Une troisième possibilité est donnée sur la figure (IV 13 c). La forme de la tension de sortie est encore la même que dans le cas précédent. Le pont est constitué par quatre diodes D_1, D_2, D_3 et D_4 , alors que la charge est insérée dans la diagonale, en série avec un thyristor. Ce dernier doit être capable de supporter à la fois la tension totale et le courant moyen circulant dans la charge. Ce montage comporte toutefois quelques restrictions d'emploi dans le cas des charges inductives, car, la tension n'étant jamais négative entre anode et cathode du thyristor, des risques de réamorçage non contrôlés sont à craindre.

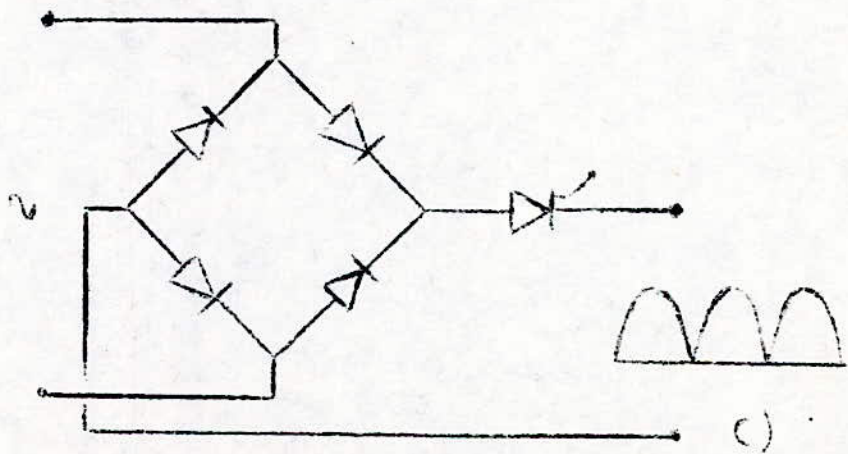
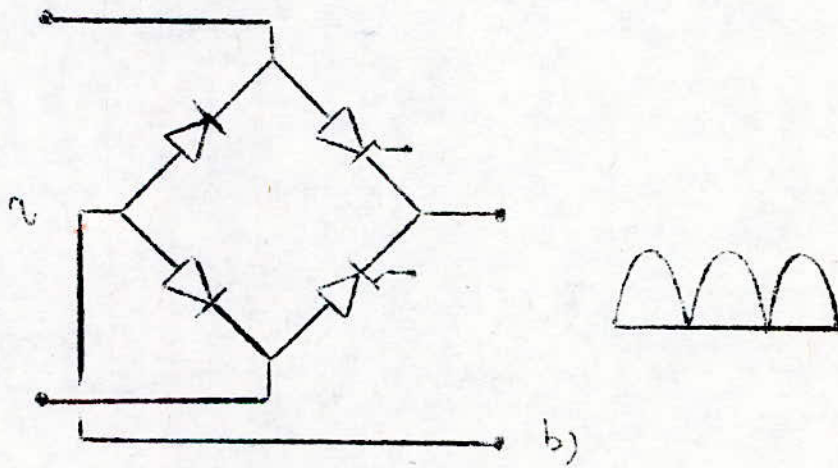
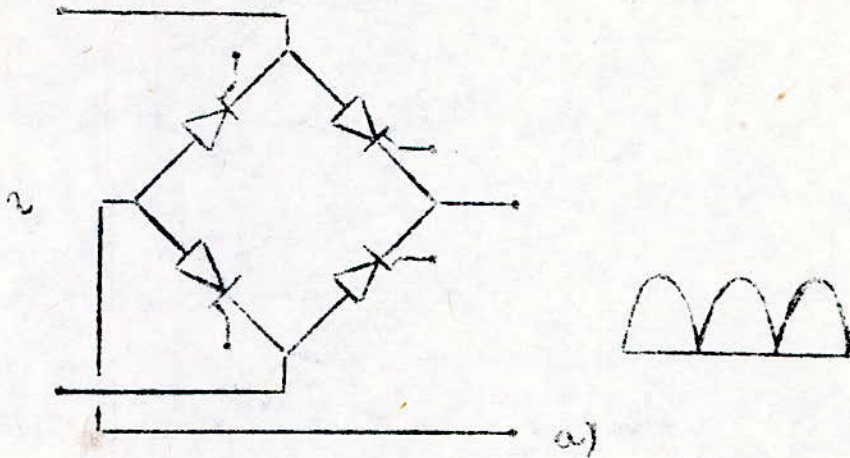


Fig. 13

4. Calcul des transformateurs:

4.1 Transformateur d'alimentation:

Afin d'obtenir la tension maximale de 100V en sortie, nous avons réalisé un transformateur d'alimentation pouvant atteindre 120 V_{eff} sous un débit de 1,5 A_{eff}. Son calcul est le suivant:

Nombre de spires par volt:

$$\frac{N}{U} = 50/18 = 2,7 \text{ spires par volt}$$

Le nombre 18 correspond à la section fer seul du noyau. En effet, nous avons utilisé un nombre de tôles égal à 100, d'épaisseur 0,5 mm. On obtient ainsi la largeur E (voir figure I-3) = 100 x 0,5 = 50 mm.

Les autres grandeurs sont:

$$b = 3,6 \text{ cm};$$

$$L = 10,8 \text{ cm};$$

$$H = 9 \text{ cm}$$

$$a = 1,8 \text{ cm};$$

$$c = 5,4 \text{ cm}.$$

• Section du fil:

$$s = 1,5/4 = 0,375 \text{ mm}^2;$$

Le diamètre du fil sera alors: $d = 0,68 \text{ mm}$

(d normalisé 0,7)

• Longueur utile d'enroulement:

Elle est donnée par: $0,88 \times c$;

On trouve : $0,88 \times 5,4 = 47,52 \text{ mm}$

• Nombre de spires par couche :

$$N = \frac{\text{longueur utile d'enroulement}}{\text{diamètre du fil}} = \frac{47,52}{0,8} = 59,4 \text{ sp/couche}$$

• Nombre de couches:

$U_2 \times$ Nombre de spires par volt

= $120 \times 2,7 = 324$ spires au total dans le secondaire

Le nombre de couches sera alors: $\frac{324}{60} = 5,4 = 6$ couches

• Epaisseur d'enroulement:

e = Nombre de couches x diamètre du fil

$$= 6 \times 0,8 = 4,8 \text{ mm} .$$

1.2-Transformateur d'alimentation stabilisée:

Pour alimenter les différents circuits intégrés, nous avons conçu une alimentation stabilisée symétrique que nous verrons ultérieurement. Un deuxième transformateur a été réalisé à ce dessein, nous présentons son calcul.

Le transformateur doit fournir 2 fois la tension de $18 V_{\text{eff}}$. C'est donc un transformateur à point milieu dont il est question.

Il peut débiter un courant de $1,5 A_{\text{eff}}$.

Nombre de tôles utilisé : 50 ;

Épaisseur des tôles : 0,5 mm;

$L = 8,4$ cm;

$H = 7$ cm;

$b = 2,8$ cm;

$c = 2,4$ cm;

$a = 1,4$ cm.

• Section du noyau : $50 \times 0,5 \times 2,8 = 7 \text{ cm}^2$

• Nombre de spires par volt : $N/U = 50/7 = 7,14$ spires par volt.

• Section du fil : $s = I_{\text{eff}}^2 / 4$
 $= 4 \text{ A/mm}^2$.

Au secondaire: $s = 1,5^2 / 4 = 0,375 \text{ mm}^2$
le diamètre est alors $d = 0,68$ mm

(d normalisé 0,7)

Au primaire :

Calculons d'abord I_I , $I_I = P_2 / U_I$

En prenant $\eta = 75\%$; on tire $I_I = 0,164 A_{\text{eff}}$

Section du fil: $s = 0,164^2 / 4 = 0,041 \text{ mm}^2$

Le diamètre du fil primaire sera : 0,23 mm

(diamètre normalisé 0,3 mm)

• Longueur utile d'enroulement:

$$0,88 \times 42 = 36,96 \text{ mm}$$

• Nombre de spires par couche:

Au primaire: $N = 39,96 / 0,3 = 123$ spires par couche

Au secondaire : $N = 36,96 / 0,8 = 46$ sp/couche;

• Nombre de couches:

On cherchera d'abord le nombre de spires total au primaire.

$$220 \times 7,14 = 1570 \text{ spires}$$

Le nombre de couches est: $1570/123 = 12,76 = 13$ couches;

Nombre de spires total au secondaire: $2 \times 7,14 \times 18 = 258$ sp.

Le nombre de couches au secondaire = $258 / 46 = 6$ couches;

• Epaisseur d'enroulement:

$$\text{Au primaire: } e_1 = 13 \times 0,3 = 3,9 \text{ mm}$$

$$\text{Au secondaire: } e_2 = 6 \times 0,8 = 4,8 \text{ mm}$$

3. Calcul des éléments du redresseur contrôlé:

-Valeur de t_c ?

$$u = U_M \sin(\omega t) = 75 V_{\text{eff}};$$

$$V_Z = 3 \times 6,2 = 18,6 \text{ V};$$

$$t_c = V_Z / U_M = \frac{18,6}{102} = 0,18 \text{ ms}$$

- Les valeurs extrêmes de l'angle de retard seront:

$$\theta_{\text{min}} = 0,36 \text{ rd} = 21^\circ$$

$$\theta_{\text{max}} = 2,77 \text{ rds} = 159^\circ$$

-Valeur de t_{amax} ?

$$t_{\text{amax}} = \frac{159 \times 0,01}{180} = 8,83 \text{ ms}$$

-Valeur de $t'_{\text{amax}} = 8,83 - 0,58 = 8,25 \text{ ms}$

-L'UJT utilisé est du type 2N 3980: ses caractéristiques sont

$$P_d = 360 \text{ mW};$$

$$R_{\text{BB}} = 4 \text{ à } 8 \text{ K}$$

$$= 0,68 \text{ à } 0,82$$

$$I_V = 1 \text{ mA};$$

$$I_P = 2 \text{ uA.}$$

-Calcul de R_I :

$$\frac{102 - 18,6}{0,03} = 2,7 \text{ K}$$

(Valeur normalisée prise 3,3 K)

Cette résistance doit dissiper: $(102 - 18,6) \times 0,03 = 2,5 \text{ W}$

- Calcul de R_2 et R_I : On prend $R_I = 100 \Omega$.

$$R_2 = \frac{0,7}{0,63} \times \frac{5400}{18,6} + \frac{1-0,63}{0,63} \times 100 = 322 \Omega$$

(valeur normalisée 330Ω)

- Calcul de R:

$$\frac{18,6-3}{1 \text{ mA}} \leq R \leq \frac{18,6-3}{2 \text{ uA}}$$

$$15,6 \text{ K} \leq R \leq 7,8 \text{ M}$$

En vérité, nous avons employé une résistance de butée dont la valeur est de 15 K, en série avec un potentiomètre de 100 KΩ.

Ceci nous a permis de choisir une capacité de 50 nF pour obtenir la plage de variation maximale sur une demi-période.

4. Choix des composants du multiplicateur:

Le résultat de l'analyse a donné que le courant différentiel du multiplicateur est :

$$I_A - I_B = \Delta I = \frac{2 V_x \cdot V_y}{I R_x R_y}$$

$I = I_3$ = courant dans la broche 3 ;

$I_A = I_{I4}$ = courant dans la broche I4 ;

$I_B = I_2$ = courant dans la broche 2.

V_x et V_y sont respectivement les tensions des entrées X et Y du multiplicateur.

Tension d'entrée maximale:

Les tensions $V_x(\text{max})$ et $V_y(\text{max})$ doivent être telles que:

$$V_x(\text{max}) \leq I_{I3} R_x$$

$$V_y(\text{max}) \leq I_3 R_y$$

dépassant cette valeur, conduit un flanc de l'amplificateur d'entrée au blocage et cause le fonctionnement non linéaire.

Les courants I_3 et I_{I3} sont choisis pour optimiser la valeur (observation sur la limitation de puissance dissipée) entre 0,5 mA et 2 mA; soit approximativement 1 mA; d'où R_x et R_y peuvent être déterminées en considérant le signal d'entrée appliqué. K est ajusté à 0,1 pour des raisons de tension de claquage.

Pour $V_x(\text{max}) = V_y(\text{max}) = 10 \text{ V}$

$$R_x = R_y > \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 10 \text{ K}\Omega$$

L'équation :

$$I_A - I_B = \frac{2 V_x V_y}{I_3 R_x R_y}$$

est dérivée à partir de :

$$I_A - I_B = \frac{2 V_x V_y}{\left(R_x + \frac{2KT}{qI_3} \right) \left(R_y + \frac{2KT}{qI_3} \right)}$$

à $T_A = + 25^\circ \text{ C}$ et $I_3 = I_{I3} = 1 \text{ mA}$

on a $\frac{KT}{q} = 26 \text{ mV}$ et donc $\frac{2KT}{qI_3} = \frac{2 \times 26}{1} = 52 \text{ }\Omega$

$$\frac{2KT}{qI_3} = \frac{2 \times 26}{1} = 52 \text{ }\Omega$$

Par conséquent, on peut négliger $\frac{2KT}{qI}$ devant la valeur de R . La supposition vue plus haut est donc validée.

• SELECTION DES COMPOSANTS :

Nous avons utilisé un pont diviseur résistif à chacune des entrées X et Y. Pour une tension maximale de $\pm 10 \text{ V}$, nous obtenons à l'entrée du multiplieur une tension de $\pm 5 \text{ V}$.

donc :

$$V_0 = \frac{V'_x V'_y}{10} = \frac{(2 V_x)(2 V_y)}{10} = \frac{4}{10} \cdot V_x \cdot V_y$$

Par conséquent $K = \frac{4}{10}$.

Les étapes de calcul sont les suivantes :

On doit d'abord choisir les courants I_3 et I_{I3} . Pour cela, on connecte respectivement une résistance entre la broche 3 et la masse, et la broche I3 et la masse. A partir du schéma interne du MC 1595L (voir figure), on peut constater que les valeurs nécessaires des résistances sont :

$$R_{I3} + 500 \Omega = \frac{|V| - 0,7 \text{ V}}{I_{I3}}$$

$$R_3 + 500 \Omega = \frac{|V| - 0,7 \text{ V}}{I_3}$$

On prend $V = -15 \text{ V}$, d'où :

$$R_{I3} + 500 = \frac{14,3}{I_{mA}}, \text{ il vient : } R_{I3} = 13,8 \text{ K}\Omega$$

(Valeur normalisée $R_{I3} = 12 \text{ K}\Omega$)

De la même manière, on trouve : $R_3 = 13,8 \text{ K}\Omega$

(Valeur normalisée $R_3 = 15 \text{ K}\Omega$)

L'étape suivante consiste à choisir R_x et R_y .

Pour assurer un travail permanent des transistors d'entrée, les conditions suivantes doivent être vérifiées :

$$\frac{V_x}{R_x} < I_{I3} \qquad \frac{V_y}{R_y} < I_3$$

Une bonne règle consiste à faire : $I_3 R_y \geq 1,5 V_y (\text{max})$

$$I_{I3} R_x \geq 1,5 V_x (\text{max})$$

Comme $I_3 = I_{I3} = 1 \text{ mA}$, on a :

$$R_y \geq \frac{1,5 \times 5}{1}, \text{ donc } R_y \geq 7,5 \text{ K}\Omega$$

$$R_x \geq \frac{1,5 \times 5}{1}, \text{ ce qui revient à : } R_x \geq 7,5 \text{ K}\Omega$$

On choisit $R_x = 7,5 \text{ K}\Omega$ (ceci n'affecte pas la linéarité de X)

et $R_y = 27 \text{ K}\Omega$ (afin d'augmenter la linéarité de Y)

alors : $I_3 R_y = 27 \text{ V}$

$$I_3 R_x = 7,5 \text{ V}$$

Une troisième étape réside dans le choix de R_L .

$$k = \frac{2 R_L}{R_x R_y I_3} = \frac{4}{10}$$

$$\text{d'où } \frac{2 R_L}{7,5 \times 27 \times 1 \text{ mA}} = \frac{4}{10}$$

$$\text{Alors } R_L = 40,5 \text{ k}\Omega$$

On prend la valeur normalisée de 40 k Ω

Dans la quatrième étape, on veut déterminer quelle tension de l'alimentation est nécessaire pour cette application. Pour cela, on doit tenir compte du schéma interne du multiplicateur. (figure)

A partir de ce schéma on peut voir l'ordre de grandeur des tensions qui maintiennent les transistors Q_1, Q_2, Q_3 , et Q_4 dans la région active quand les tensions maximales d'entrée sont appliquées: $V'_x = V'_y = 10 \text{ V}$ ou $V_x = V_y = 5 \text{ V}$. Leur respective tension collecteur sera un peu moins du dixième de volt plus haute que le maximum de la tension d'entrée.

La tension de la broche I doit être de 2V plus grande que la tension d'entrée maximale, par conséquent, pour appliquer 5V aux entrées, la tension à la broche I doit être inférieure à 7V.

On prend $V_I = 9\text{V}$, quand le courant arrivant à la broche I est toujours égal à $2I_3$, la tension à la broche I peut être déterminée en plaçant une résistance R_I entre la broche I et l'alimentation positive:

$$R_I = \frac{V^* - V_I}{2 I_3}$$

$$\text{On prend } V^* = +15 \text{ V, il vient : } R_I = \frac{15\text{V} - 9\text{V}}{2 \times 1\text{mA}} = 3 \text{ k}\Omega$$

La dernière étape comme on peut le prévoir sera consacrée au choix de l'amplificateur opérationnel pour cette application. Celui-ci est monté pour convertir le courant différentiel de sortie en une tension référenciée à la masse.

Dans ce cas, la tension de sortie serait donnée par :

$$V_0 = (I_2 - I_{14}) R_L$$

$$\text{et quand } I_A - I_B = I_2 - I_{14} = \frac{2 I_x I_y}{I_3} = \frac{2 V_x V_y}{I_3 R_x R_y}$$

alors:

$$V_0 = \frac{2I_L V_x V_y'}{4 h_{xY} I_3}$$

avec V_x' et V_y' , les tensions d'entrée du diviseur de tension.

L'amplificateur opérationnel doit avoir les performances suivantes:

- Faibles courants de polarisation
- Faibles courants de décalage;
- Grande gamme de tension d'entrée en mode commun;
- Grand rapport de réjection en mode commun.

Quand $V_x = V_y = 0$, les courants I_2 et I_{14} sont égaux à I_{13} .

Dans la troisième étape, nous avons obtenu $R_{11} = 40 \text{ K}\Omega$

dans l'étape quatre, V_2 et V_4 peuvent être évalués à 11 V (ces tensions sont à mi-chemin entre la tension positive $V^* = 15 \text{ V}$ et la tension de la broche (I) qui est à 7 V afin que les transistors restent actifs)

de cela, on tire aisément les résistances R_0 :

$$\frac{V_2}{h_{11}} + I_3 = \frac{V^* - V_2}{R_0}$$

$$\frac{11 \text{ V}}{40} + I = \frac{15 - 11}{R_0} \quad \text{donc } R_0 = 3,13 \text{ K}\Omega$$

on choisit: $R_0 = 3 \text{ K}\Omega$

Pour $R_0 = 3 \text{ K}$, la tension aux broches (2) et (14) est calculée pour être égale à $V_2 = V_{14} = 10,4 \text{ V}$

DECALAGE ET AJUSTEMENT DE K: figure (3.11) page 66

décalage: A l'intérieur du multiplicateur, les jonctions base-émetteur sont typiquement adaptées à 1mV près, et les résistances à 2% près. Malgré cela, l'erreur de sortie peut avoir lieu. Cette erreur de sortie inclut la tension de décalage à l'entrée X, le décalage à l'entrée Y et la tension de décalage en sortie. Ces erreurs peuvent être ajustées à zéro, car les termes de décalage peuvent être ajustés et vus analytiquement par la fonction de transfert suivante:

$$V_0 = K(V_x \pm V_{IOx} \pm V_{xoff})(V_y \pm V_{IOy} \pm V_{yoff}) \pm V_{00}$$

- K : facteur d'échelle ;
- V_x : tension à l'entrée X;
- V_y : tension à l'entrée Y;
- V_{IOx} : tension de décalage à l'entrée X;
- V_{IOy} : tension de décalage à l'entrée Y;
- V_{xoff} : tension d'ajustement de décalage à l'entrée X;
- V_{yoff} : tension d'ajustement de décalage à l'entrée Y;
- V_{O0} : tension de décalage en sortie.

PROCEDURE D'AJUSTEMENT:

1) décalage à l'entrée X:

- connecter un oscillateur(1 kHz, 5V crête à crête) à l'entrée Y (broche 4)
- connecter l'entrée X (broche 9) à la masse;
- ajuster le potentiomètre de décalage X P_2 pour annuler la sortie alternative

2) décalage à l'entrée Y:

- connecter un oscillateur(1 kHz, 5V crête à crête) à l'entrée X(Broche9)
- connecter l'entrée Y(broche 4) à la masse;
- ajuster le potentiomètre de décalage Y, P_1 pour annuler la sortie alternative

3) décalage de sortie:

- connecter X et Y à la masse;
- ajuster le potentiomètre de décalage en sortie, P_4 pour annuler la tension de sortie V_0

Facteur de proportionnalité K:

le facteur K est fixé par le potentiomètre P_3 , P_3 fait varier I_3 , qui inversement controle le facteur de proportionnalité K.

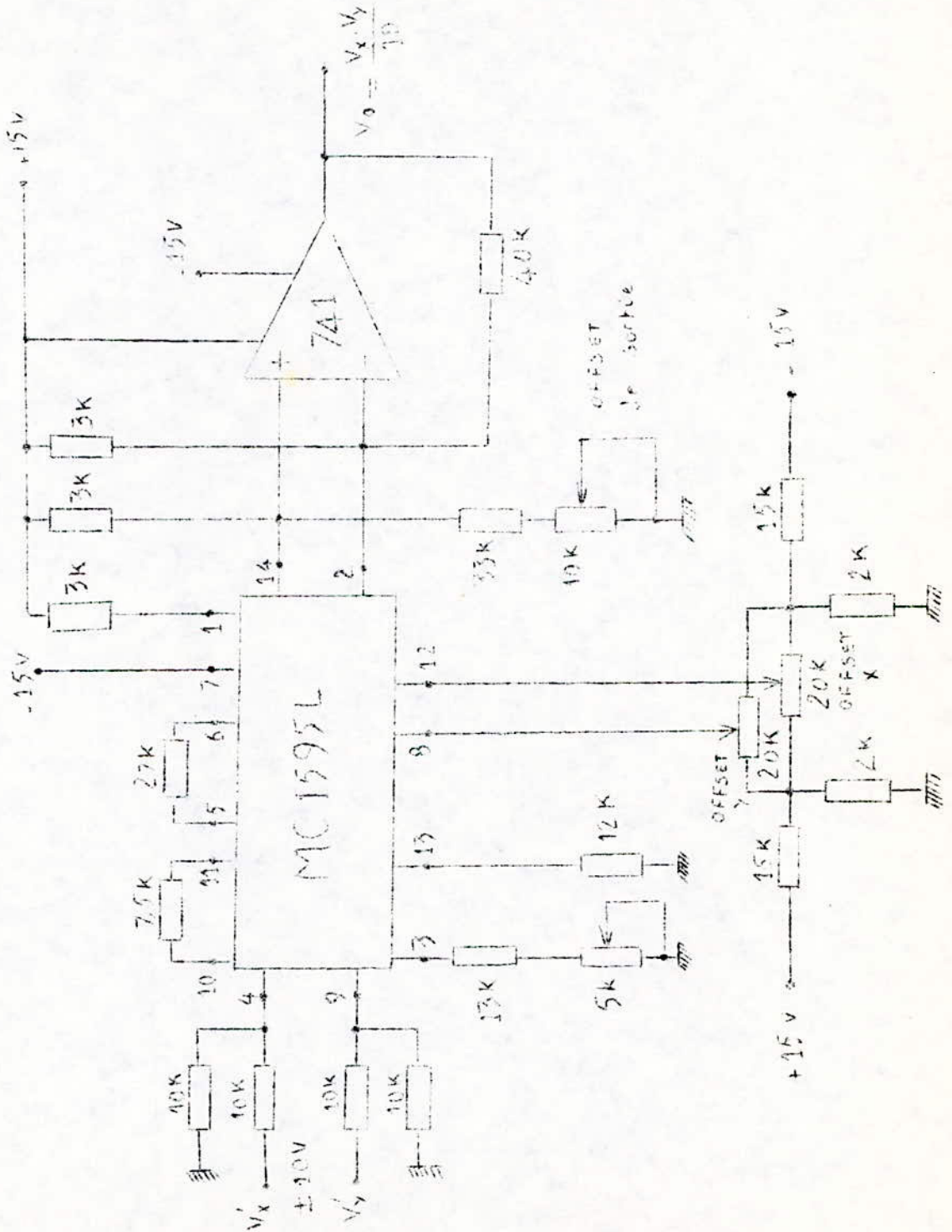
Une attention doit être exercée en ajustant P_3 à travers la large gamme de tension d'entrée et sortie. On recommande pour P_3 , le potentiomètre multi-tour, à résolution infinie avec un coefficient de température linéaire.

Ajustement de P_3 :

- Appliquer +IOV (continue) à chaque entrée X et Y;
- Ajuster P_3 pour achever +IOV à la sortie;
- Répéter l'étape I jusqu'à 4 si nécessaire.

Remarque: la possibilité d'ajustage exacte du MC I595L dépend des caractéristiques des potentiomètre P_1 et P_4 .

SCHEMA GENERAL DU MULTIPLICATEUR.



détection de la tension et du courant

4) détection de la tension

On utilise pour détecter la tension, un montage amplificateur à gain ajustable. La tension est tirée à partir d'un pont diviseur de rapport I/I_0 , celle-ci attaque l'entrée inverseuse de l'amplificateur IC_1 , l'autre borne (N.I) est reliée à la masse par l'intermédiaire de R_4 suivant la tension disponible à l'entrée, on change K_1 pour assurer un gain convenable. La sortie du circuit attaque l'une des deux entrées du multiplicateur par l'intermédiaire de P_1 (atténuateur)

5) détection du courant

Elle se fait pratiquement de la manière que la précédente. Le courant est prélevé à partir d'un shunt de 0,3 . la tension est d'abord amplifiée grâce à IC_2 monté en inverseur. La sortie de ce dernier attaque l'entrée non inverseuse de IC_3 . La sensibilité est réglée à partir de K_2 . La sortie de IC_3 retrouve l'autre entrée du multiplicateur toujours par l'intermédiaire d'un potentiomètre (P_2)

6. Circuit de mesure

Le circuit de mesure est basé sur le montage d'un amplificateur opérationnel assurant la fonction de transconductance (convertisseur tension-courant).

Ce montage est capable de délivrer dans le galvanomètre un courant proportionnel à la tension d'entrée. L'amplificateur est monté en non inverseur, ce qui lui confère une résistance d'entrée élevée (et d'autre part, par l'adjonction du diviseur R_1, R_2).

on donne la transconductance du montage:

$$G = \frac{I/R_3}{1 + (I) \cdot G_c}$$

$$: \text{facteur de contre réaction} = \frac{R_3}{R_S + R_P + R_3}$$

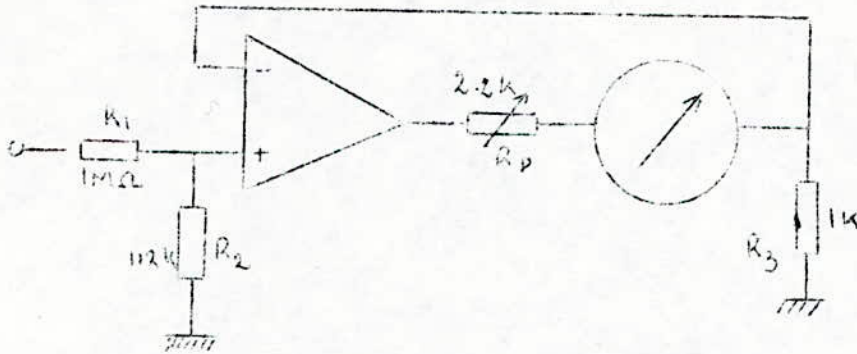
G_c : gain en boucle ouverte de l' ampli. op.

R_S : résistance de sortie de l'ampli. op.

G_c étant suffisamment grand, alors $I+I/G_c = I$ l'expression de la transconductance devient alors

$$G = I/R_3$$

le schéma du circuit de mesure est donné par la figure

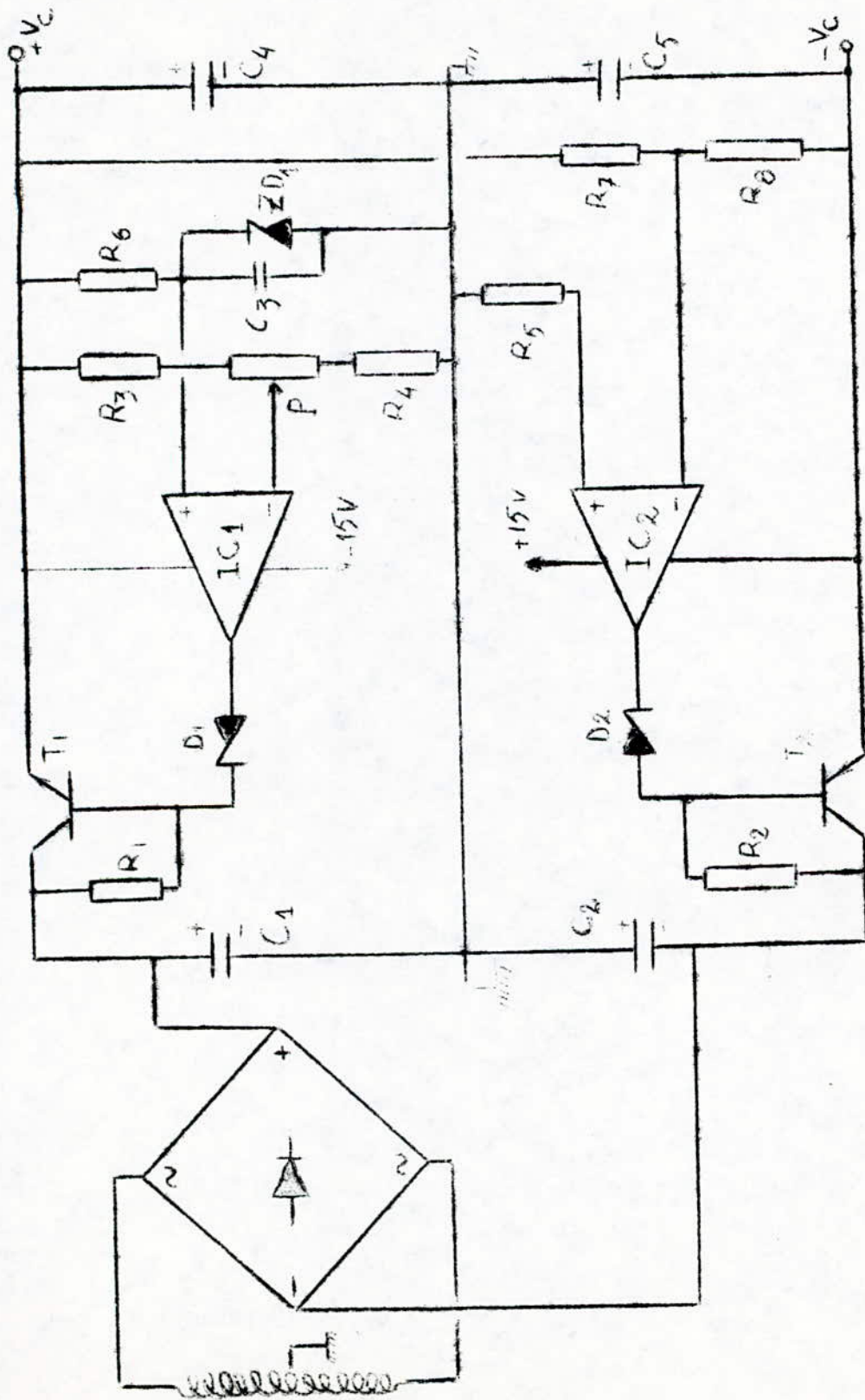


7 ALIMENTATION STABILISÉE SYMÉTRIQUE $\pm 15V$

Afin d'alimenter les différents circuits intégrés (uA741, MC1595) existant dans le montage, nous avons conçu une alimentation stabilisée symétrique délivrant $\pm 15V$ et un courant maximum de 1A. Le principe de fonctionnement d'une telle alimentation est le suivant:

la tension stabilisée $\pm 15V$ s'effectue suivant le mode classique: une fraction de la tension de est comparée en permanence à une tension de référence. Le signal d'erreur est amplifié puis appliqué à la base d'un transistor ballast, on obtient la tension $-15V$ grâce à un inter-asservissement des deux sources. De cette manière, toute variation de l'une des tensions entraîne une variation de l'autre. Ces variations sont égales en grandeur et en signe. Le schéma de l'alimentation est représenté à la figure(), Etudions ce montage:

Grâce à ce montage, on peut obtenir en fait une alimentation stabilisée symétrique réglable de $\pm 5,1V$ à $\pm 18V$. Le courant de sortie peut aller jusqu'à 1A. LA diode zener ZDI délivre une tension de référence fixe



de 5,1V. elle est alimentée à partir de $+V_C$ à travers la résistance R_6 . On retrouve cette tension à la borne de l'amplificateur opérationnel IC_1 . Une fraction de la tension de sortie est injectée à la borne inverseuse à travers le potentiomètre P et les résistances R_3 et R_4 . L'amplificateur IC_1 jouant le rôle d'un comparateur, amplifia donc l'erreur avant d'attaquer la base du transistor ballast T_1 (du type NPN).

Le circuit intégré IC_2 est monté en suiveur-inverseur. Il réalise avec le transistor PNP T_2 un amplificateur inverseur de gain unité. On associe à l'entrée inverseuse de IC_2 , un pont diviseur formé par R_7 et R_8 . L'autre entrée (N.I.) étant reliée à la masse à travers R_5 .

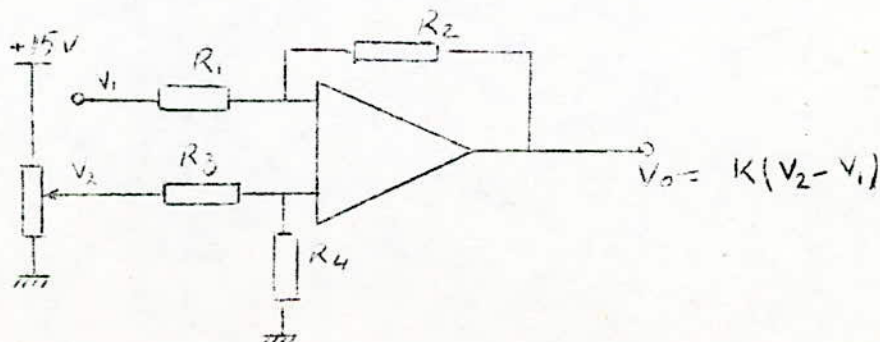
En cas de variation de la tension $+V_C$ ou $-V_C$, celle-ci est automatiquement reproduite ou corrigée par l'autre.

La seule manœuvre du potentiomètre P ajustera simultanément les tensions de sortie des deux sources. On prévoit enfin un filtrage de sortie pour chacune des tensions grâce aux condensateurs C_4 et C_5

Il est évident que les condensateurs C_1 et C_2 constituent la source de filtrage de la tension redressée arrivant à l'alimentation.

Circuit comparateur

Le comparateur est fondé sur le montage d'un amplificateur différentiel. La tension d'entrée est issue du circuit de multiplication. Le montage est le suivant:



La tension de sortie est telle que :

$$V_0 = \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_4}{R_1} V_2 - \frac{R_2}{R_1} V \right)$$

on prend:

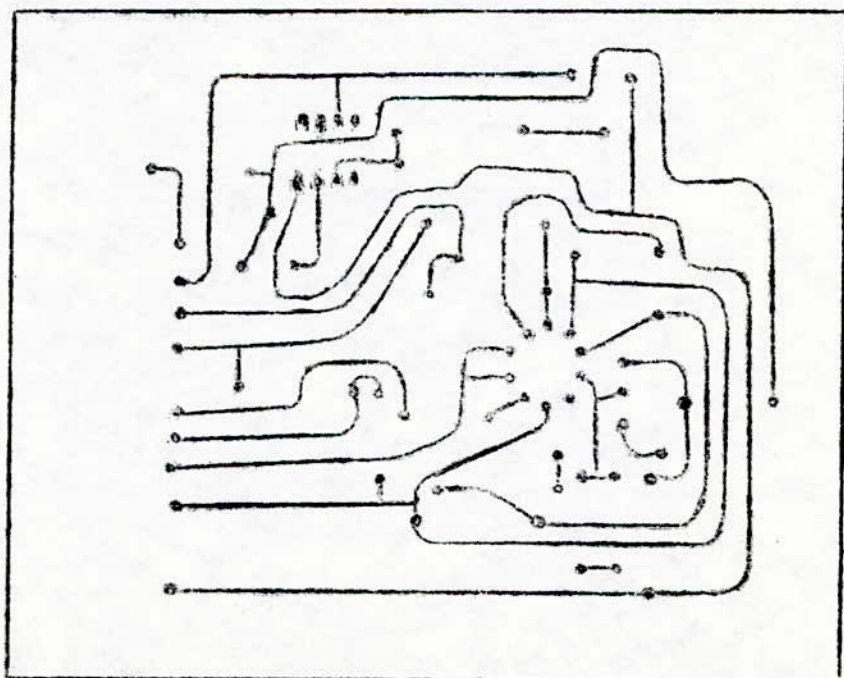
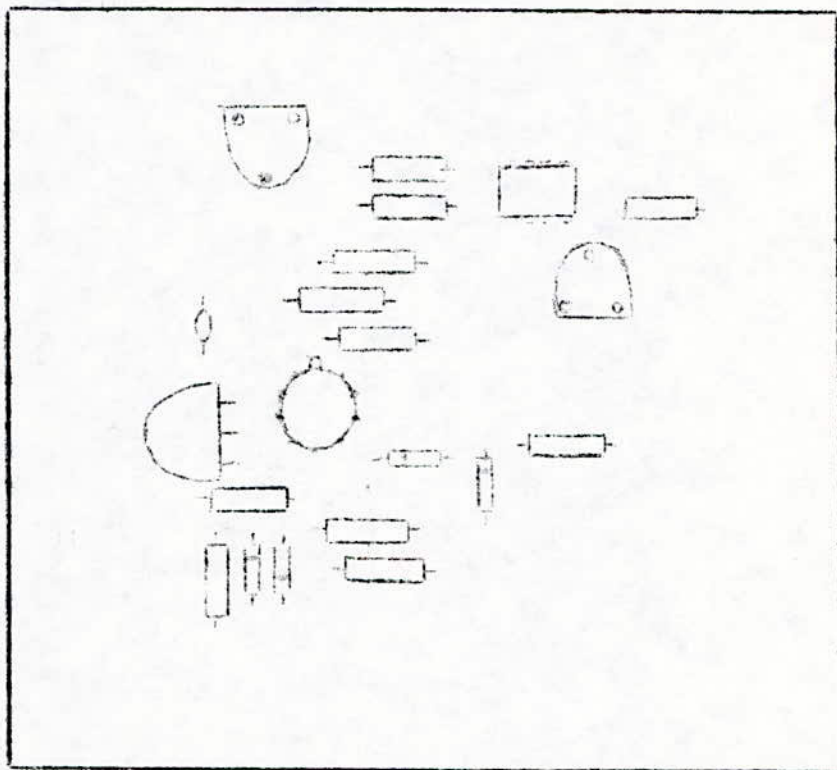
$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad \text{d'où} \quad V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_I^c)$$

La puissance de référence est fixée à 2,5V . On tire cette tension à partir de l'alimentation stabilisée $\pm 15V$

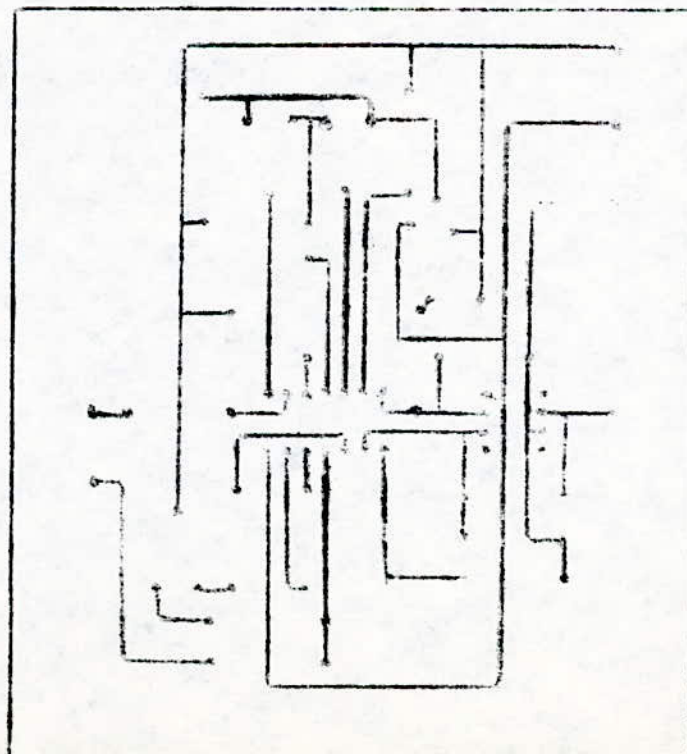
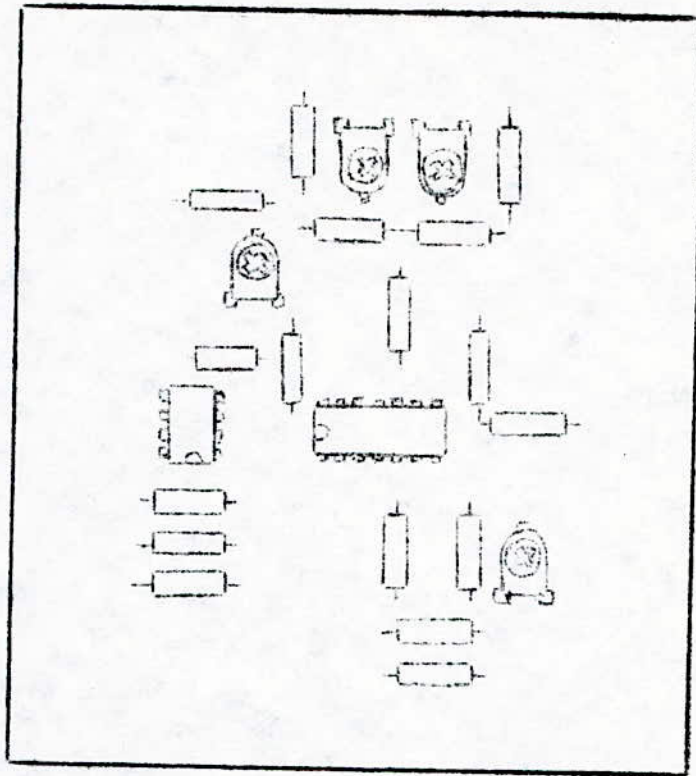
$$\text{donc } V_0 = R_2/R_1 (V_2 - 2,5V)$$

ON règle V_2 à 2,5 avant le test à partir du potentiomètre P. Toute variation après le test sera donc amplifiée. La sortie du comparateur reliée au régulateur uA723 de telle manière qu'elle modifiera la référence si variation il y a. Comme la tension de référence du uA723 a une influence sur la tension de sortie, on modifiera par conséquent la puissance suivant le sens désiré

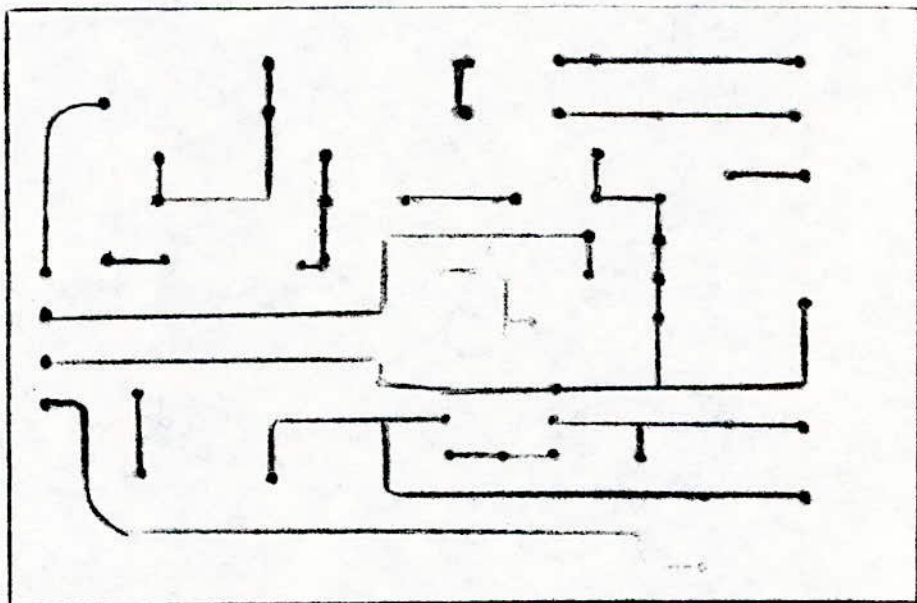
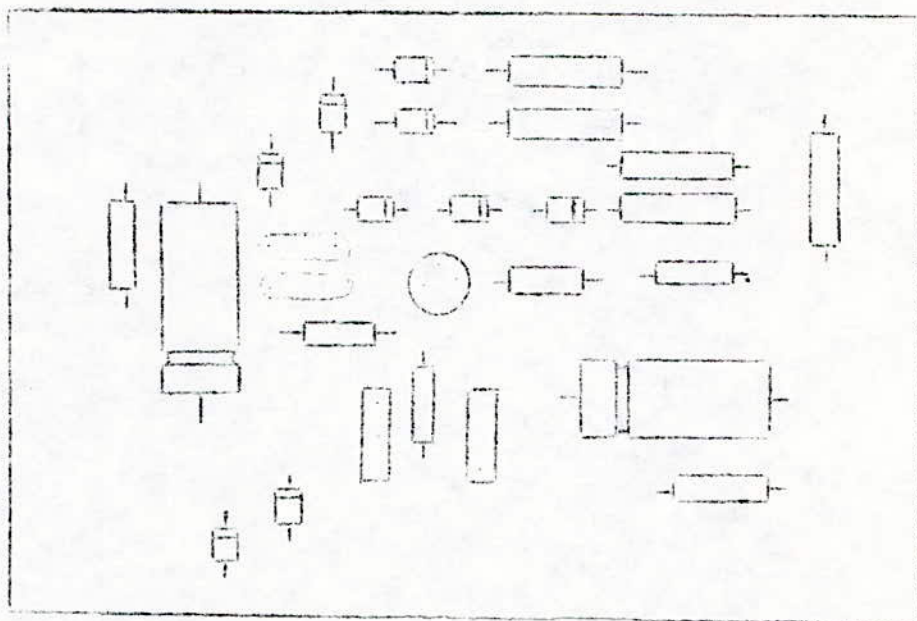
-circuit régulateur-



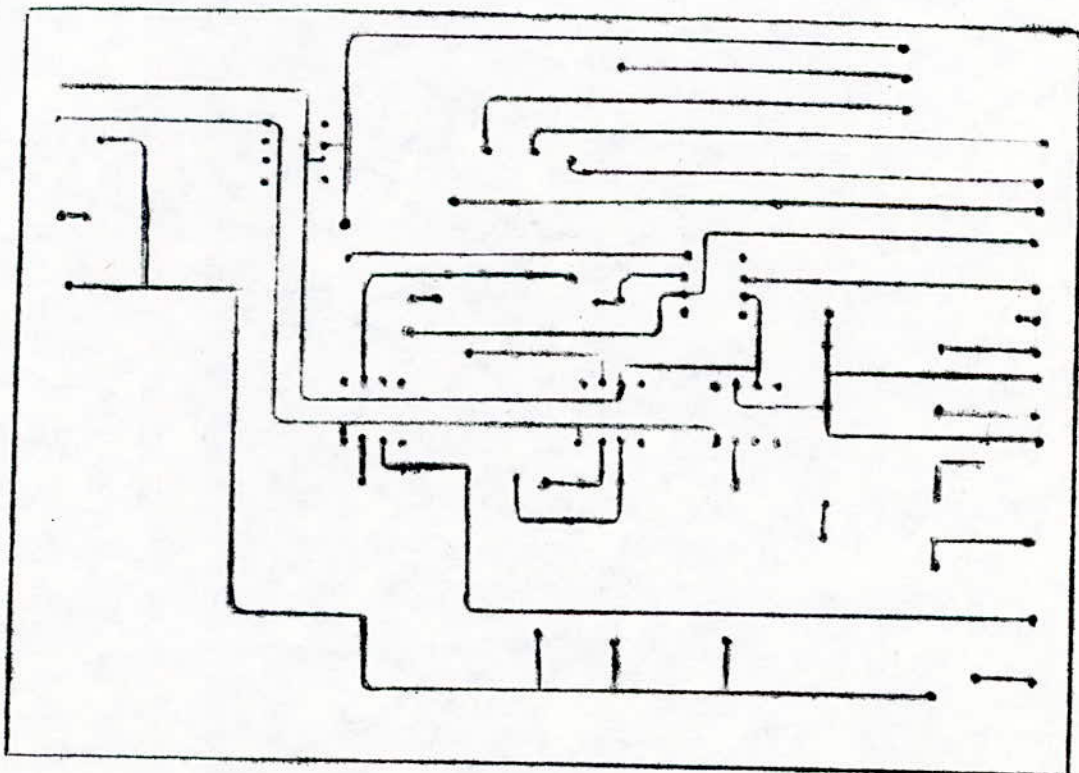
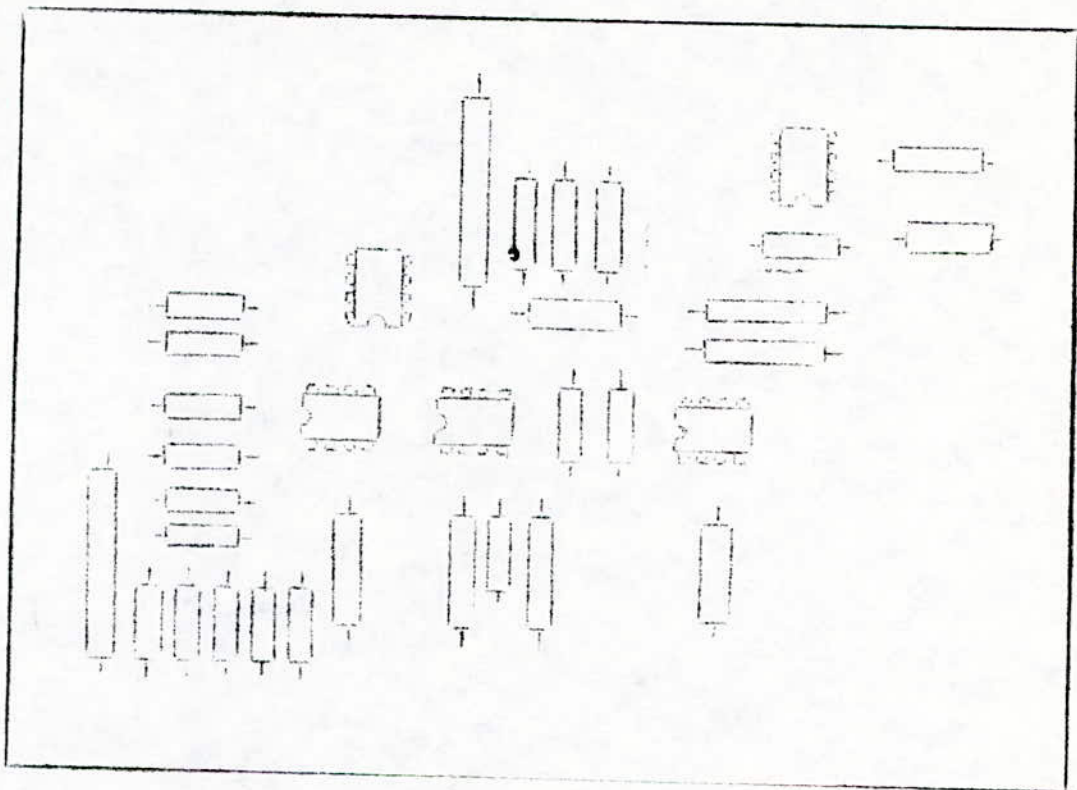
-CIRCUIT MULTIPLICATEUR-



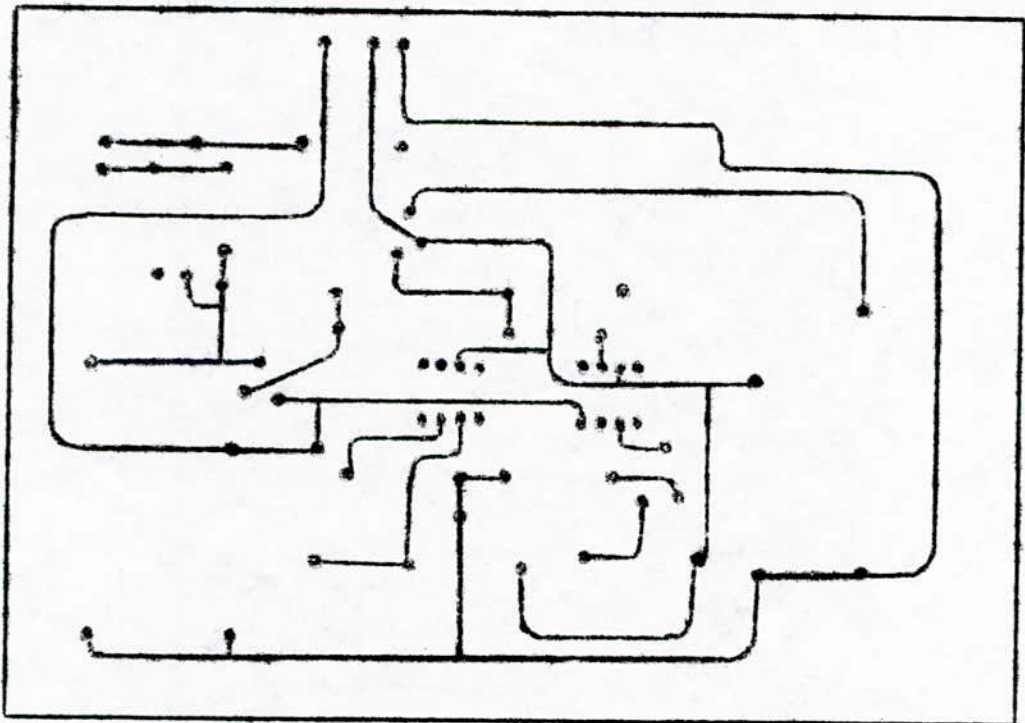
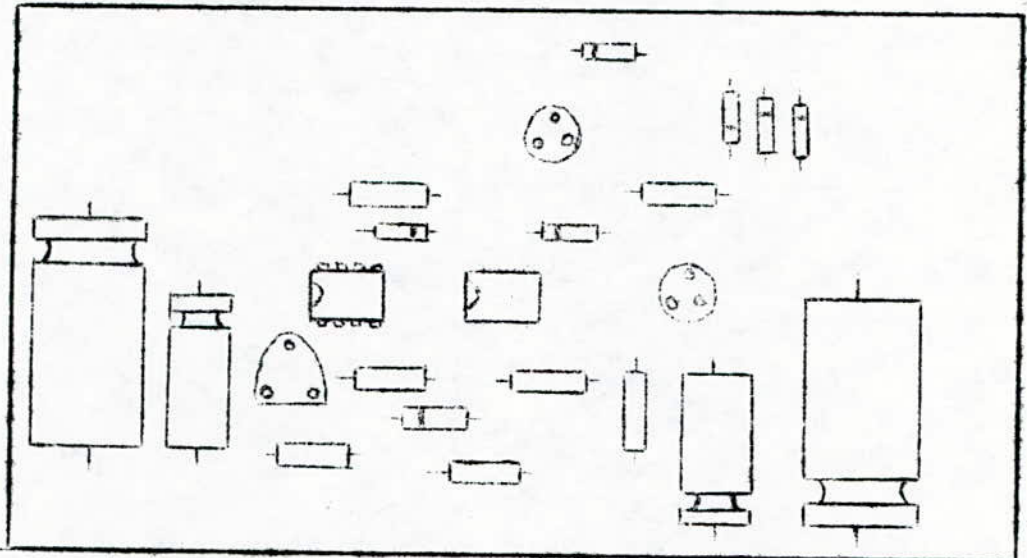
Circuit de redressement contrôlé.



Circuit tension-courant.

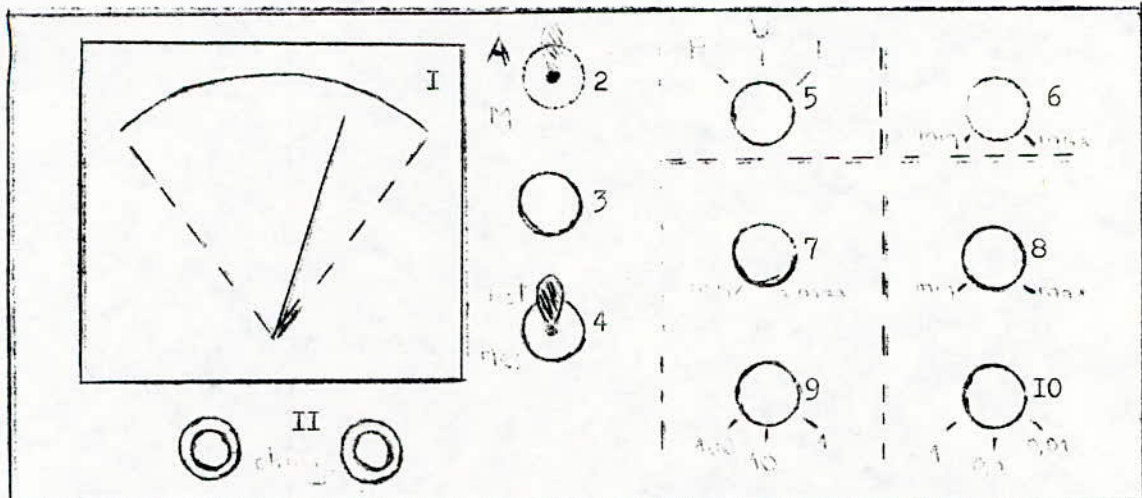


-circuit alimentation- ±15V



NOTICE D'UTILISATION.

I-Face avant de l'appareil:



- I : Cadran de visualisation;
- 2 : Interrupteur de "Marche-Arrêt";
- 3 : Lampe témoin d'allumage;
- 4 : Inverseur "Test-Mesure";
- 5 : Commutateur à 3 positions : "P,U,I";
- 6 : Potentiomètre de réglage de la puissance;
- 7 : Potentiomètre atténuateur de la tension;
- 8 : Potentiomètre atténuateur du courant;
- 9 : Calibre tension en V;
- 10 : Calibre courant en A;
- II : Plots de disposition de la charge.

2- Instructions d'utilisation.

a) Branchement de l'appareil:

Le cordon du secteur se trouve à la face arrière de l'appareil.

b) Mode opératoire: Avant d'allumer l'appareil,

-Vérifier que:

• L'inverseur (4) est en position "TEST"

- Le commutateur "P,U,I" (5) est en position "P";
- L'atténuateur U (7) est en "POS. TEST";
- L'atténuateur I (8) est en "POS. TEST";
- Le calibre tension (9) est en "POS. TEST";
- Le calibre courant (10) est en "POS. TEST";
- Le potentiomètre de puissance (6) est en position "min".

Une fois tout cela vérifié, on peut allumer l'appareil à l'aide du commutateur "A-M" (2); La lampe témoin devrait s'allumer (3).

Dès à présent, l'appareil est apte à fournir la valeur de la puissance que l'on désire obtenir. Il suffit pour cela de tourner le potentiomètre (6) et de lire les graduations sur le cadran de visualisation (1). Chaque graduation correspond à la valeur de IW ; il y a 100 graduations, on peut donc obtenir au maximum 100W.

La puissance étant choisie, la charge que l'on veut tester doit être obligatoirement placée sur les plots (11). On passe alors à la position "Mesure" en commutant (4). Après cela:

- Passer en position U à l'aide du commutateur (2);
- Choisir le calibre tension le plus convenable, c'est à dire donnant la plus grande variation de l'aiguille dans le cadran (1); sans toutefois dépasser la capacité du galvanomètre;
- Ajuster ensuite la position de l'aiguille dans l'intervalle coloré en rouge du galvanomètre (celui-ci se trouve exactement au milieu) à l'aide de l'atténuateur U (7);
- Une fois ceci terminé, on passe en position "I" à l'aide du commutateur (5), et on refait la même manipulation pour le courant que pour la tension. Les éléments de réglage du courant étant l'atténuateur I (8) et le calibre courant (10).

La dernière manipulation que nous aurons à faire consiste à commuter (4) en position "Mesure". Cette dernière suppose que la charge a été placée pour entamer le test .

Gamma de mesure possibles:

- Pour la tension: 0-100V
- Pour le courant: 0-1A
- Pour la puissance on pourra donc obtenir 100W au maximum.

CONCLUSION.

Grâce au choix que nous avons adopté concernant les circuits intégrés, la réalisation de l'appareil n'a pas été difficile. Nous insistons uniquement sur le fait que le circuit intégré de régulation UA 723, doit être polarisé convenablement pour son bon fonctionnement. Ceci peut être obtenu si on branche une charge dont le courant minimal qui doit la parcourir serait de 10 mA (c'est le courant de polarisation de l'étape régulateur). En d'autres termes, il nous a été impossible (nous l'avons constaté trop tard) de trouver une puissance nulle. De plus, pour chaque puissance, il correspond une valeur maximale de la charge, par exemple: si on choisit une puissance de 1 W,

$$I_{\min} = 10 \text{ mA}, \text{ il vient : } R_{\max} = \frac{U}{I_{\min}}$$

$$\text{Si on règle } U \text{ à } 10\text{V}, \text{ il vient : } R_{\max} = \frac{10}{0,01} = 1 \text{ k}$$

Nous proposons donc d'améliorer ce système en choisissant une autre possibilité de régulation plus performante. Les autres étages de l'appareil ont donné des résultats très satisfaisants tels que le multiplicateur.

Enfin, il reste à retenir qu'une alimentation stabilisée en puissance, malgré son faible usage, pourrait rendre un grand nombre de service dans un laboratoire. Doté, telle que nous l'avons conçu, d'un multiplicateur, elle jouera en plus le rôle d'un wattmètre. C'est aussi une alimentation stabilisée en tension réglable pouvant atteindre 100V. Si une tension plus grande est désiré, il n'y a rien de plus facile. Quant au courant, on doit pouvoir l'augmenter mais le volume du transformateur augmenterait aussi.

BIBLIOGRAPHIE.

- Technologie d'électronique. (J. MORMAND)
édition DUNOD
- Circuitthèque d'électronique. T.I
circuits intégrés linéaires (H.LILEN)
édition RADIO
- Thyristors et triacs. (H.LILEN)
- Linear integrated circuits. (MOTOROLA)
- L'amplificateur opérationnel. (R. DAMAYE)
principes et applications
édition RADIO
- Revue RADIO PLAN N° 379 -Juin 1979

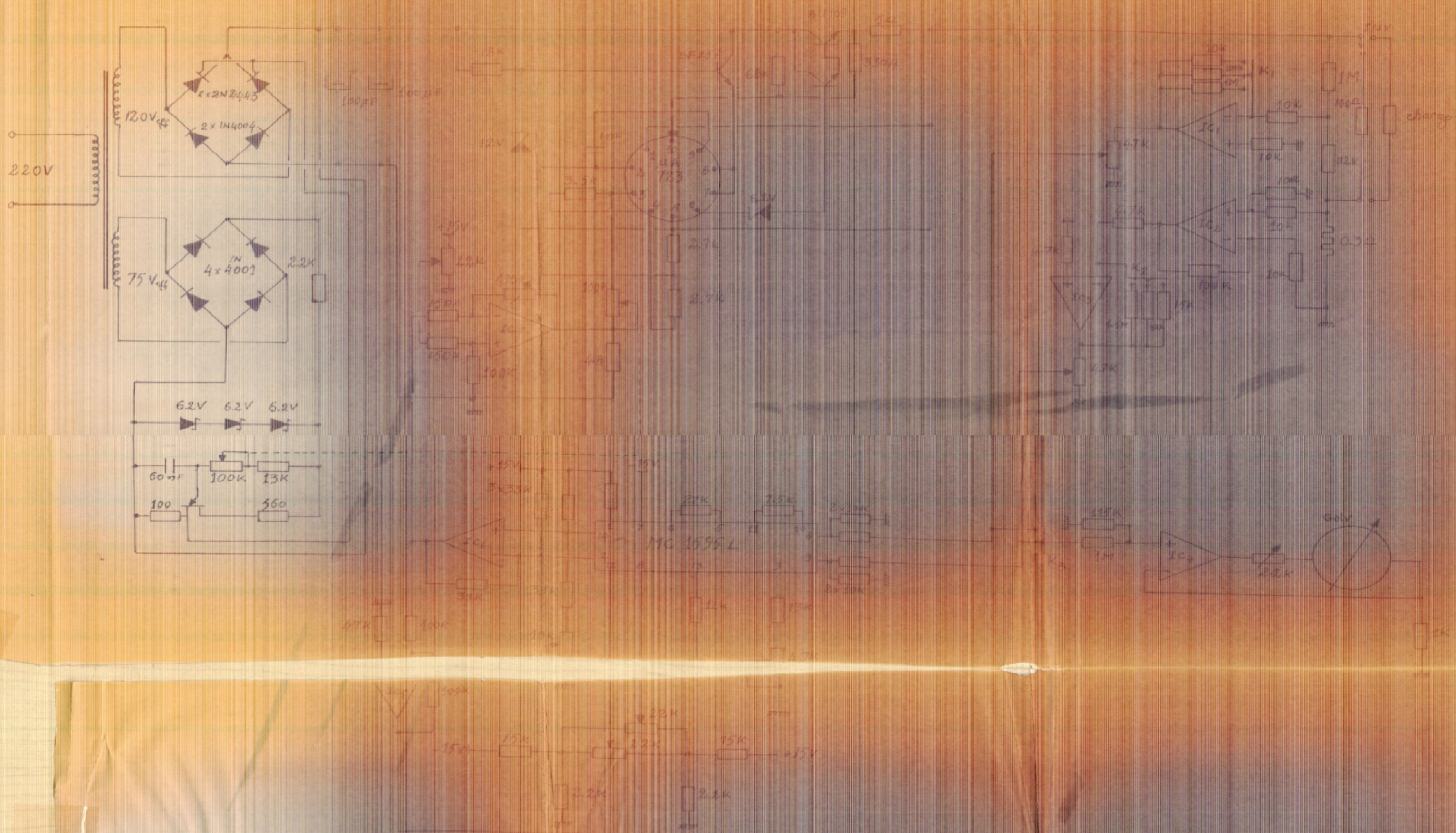


schéma général de l'appareil