

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UNE
ALIMENTATION PROGRAMMABLE
HAUTE TENSION FORT COURANT

Proposé par :

Mr M. HADDADI

Etudié par :

Melle Y. BENBOUALI
Melle N. ROUABHI

Dirigé par :

Mr M. HADDADI

PROMOTION JUILLET 94

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi EL-HARRACH - ALGER

DEDICACE



J'aimerais dédier ce travail tout particulièrement à mes chers et adorables parents, pour l'affection et l'aide que j'ai eu le plaisir de recevoir de leur part, tout au long de ma vie, je tiens pour cela à les remercier vivement du plus profond de mon coeur.

Je n'oublierai pas à l'occasion de dédier ce même travail, fût-il être modeste à mes trois jeunes soeurs ainsi qu'à mon frère pour l'aide merveilleuse et précieuse qu'ils ont eu la gentillesse et la bonté de m'apporter, qu'ils en soient remerciés.

A mes amis (es) pour leur soutien moral je dédie également ce travail.

Mille merci à tous.

YESMA



DEDICACE

Je dédie ce modeste ouvrage à mes parents en reconnaissance pour tout le temps qu'ils ont consacré à veiller à ma santé et mon bonheur , afin de faire de moi ce que je suis , et pour les encouragements qu'ils m'ont toujours prodigués. Je dédie également ce travail à mes deux petites soeurs , à mes deux frères et à tous mes amis qui n'ont pas manqué de me soutenir dans les moments difficiles.

R. Nassima

REMERCIEMENTS



Nous tenons à remercier notre promoteur Mr HADDADI pour ses conseils, ainsi que tout les enseignants qui ont contribué à notre formation.

RESUME :

Le sujet de notre mémoire portera sur l'étude et la réalisation d'une alimentation programmable haute tension , fort courant, trouvant son application au niveau des laboratoires pour alimenter des électro-aimants afin de mesurer les effets du champs magnétique.

SUMMARY :

The subject of our memory is about the study and the realisation of a programmable alimentation , high voltage powerful current, finding its application into laboratorise to supply electro- magnets in order to mesure fields magnetic effects.

ZUSAMMEN-FASSUNG :

In unerem Denkschrift wird einen programmierten hochspannung-starkerstorm Generator studiert und realisiert.

Er kann Elektromagneten von laboratorien ernähren um Efecte des Magnetfelds zu messen.

ملخص

موضوع مذكرتنا يخص دراسة و انجاز مولد كهربائي
مبرمج ،عالي الضغط ،شديد التيار يمكن استعماله
في المخبر لتغذية المغناط الكهربية من
أجل قياس مفعول الحقل المغناطيسي .

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale	1
1- Introduction	2
2- Limites d'une alimentation à régulation linéaire.....	3
2.a- Principe d'un régulateur de tension linéaire	3
2.b- Limites d'un régulateur de tension linéaire en haute tension	5
Chapitre I : Principe de l'alimentation programmable haute tension fort courant	7
I.1- Schéma synoptique	8
I.2- Fonctionnement du montage	8
Chapitre II : Etude de l'alimentation	12
II.A- Introduction	13
II.B- Description des différentes parties de l'alimentation.....	14
1- Procédés de déclenchement	14
1.a- Circuit de base	14
1.b- Les différents circuits de déclenchement	15
2- Synchronisation du générateur d'impulsions	17
2.a- Synchronisation par diode Zener	17
2.b- Synchronisation par transistor	19
3- Redressement commandé	20
3.a- Principe du redressement commandé	20
3.b- Calcul des tensions moyenne et efficace pour un redressement commandé double alternance :.	20
3.b.1- Calcul de la tension moyenne :.....	20
3.b.2- Calcul de la tension efficace	21
4- Filtrage	22
4.a- Filtrage par capacité	22
4.b- Courant de choc	23
4.c- Filtre RC	24
II.C- Etude de la commande numérique.....	26
1- Principe de la commande	26
2- synoptique de base	28
3- Programmation	30

Chapitre III : Calculs et réalisation	34
1- Limites techniques	35
2- Réalisation.	36
3- Calculs des différents éléments des étages de notre alimentation.	37
3.a. Etage de synchronisation, de déclenchement et de redressement commandé	
3.a.1. Etage de synchronisation	37
3.a.2. Etage de déclenchement	39
3.a.3. Etage de redressement commandé	40
A. Calcul du temps d'amorçage	40
B. Calcul des valeurs limites de la tension efficace	42
3.b. Etage de filtrage	43
3.b.1. Calcul de la capacité de filtrage	43
3.b.2. Calcul du taux d'ondulation.	47
3.c. Etage de régulation	48
4- Détails de réalisation à l'échelle.	51
5- Nomenclature.	52
Chapitre IV : Essais et mesures	54
IV.1. Mesure de la tension de sortie	55
IV.2. Mesure de l'ondulation résiduelle à pleine charge	55
IV.3. Mesure de la stabilisation sur réseau	56
IV.4. Mesure du facteur de régulation	56
Conclusion générale.	57

Annexe

Annexe 1 : Calcul des instants d'amorçage relatifs à la synchronisation par Zener.

Annexe 2 : Présentation des spécifications du MEK6805D5

Annexe 3 : Caractéristiques et brochage du convertisseur N/A utilisé

Bibliographie

INTRODUCTION GENERALE

1-INTRODUCTION

L'alimentation que nous nous proposons d'étudier est destinée à alimenter un électroaimant dont le rôle est de fournir un champ magnétique réglable et de valeur constante.

Le réglage de l'intensité de ce champ magnétique est possible par variation du courant d'alimentation.

Cette étude s'est effectuée selon les étapes suivantes :

Au chapitre I, nous avons représenté le schéma synoptique de notre alimentation programmable, haute tension, fort courant, ainsi que son principe de fonctionnement.

Les différents blocs qui la constituent sont ensuite repris et détaillés au niveau du second chapitre, qui présentera donc une étude assez détaillée de l'alimentation.

Le chapitre III, traitera du calcul et de la réalisation proprement dite de l'appareil.

Nous terminerons enfin, notre étude par le quatrième chapitre, qui décrira nos essais et mesures.

2- LIMITES D'UNE ALIMENTATION A REGULATION LINEAIRE

2.A- PRINCIPE D'UN REGULATEUR DE TENSION LINEAIRE :

La figure 1, représente le schéma de base d'un tel régulateur. La grandeur de sortie (ou la tension V_s) est comparée en permanence à une référence.

De cette opération, résulte un signal d'erreur qui, après traitement (le plus souvent amplification), commande un organe de réglage chargé d'effectuer les corrections nécessaires pour maintenir la tension de sortie aussi semblable que possible à la consigne.

Le schéma le plus simple d'alimentation est celui donné en figure (2).

Le transistor T1 est l'organe de réglage (ballast) et le transistor T2 effectue la comparaison entre la référence délivrée par la diode Zener et la fraction de V_s prélevée sur le pont de résistances R2, P, R3.

Ce même transistor sert également d'amplificateur.

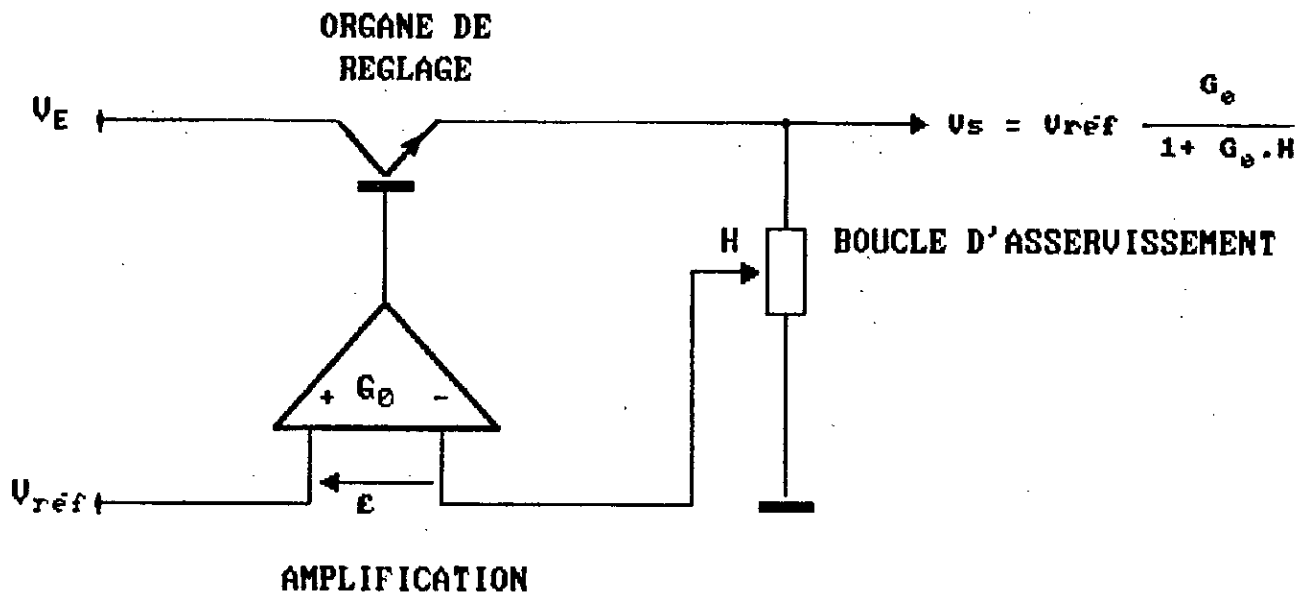


FIGURE .1 : SCHEMA ELECTRIQUE EQUIVALENT D'UN REGULATEUR DE TENSION LINEAIRE

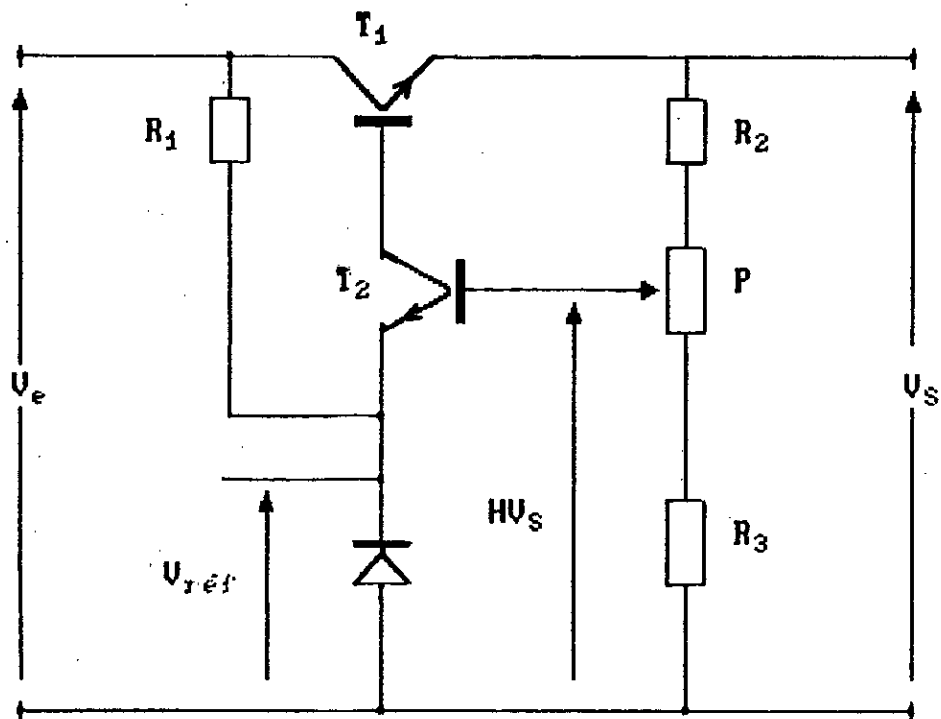


FIGURE .2 : SCHEMA DE PRINCIPE, LE PLUS SIMPLE, D'UN REGULATEUR LINEAIRE .

2.B- LIMITES D'UN REGULATEUR DE TENSION LINEAIRE EN HAUTE TENSION

Considérons l'exemple d'un régulateur linéaire destiné à délivrer une tension réglable de valeur maximale égale à 100 V avec un courant de 1 ampère (fig II.3).

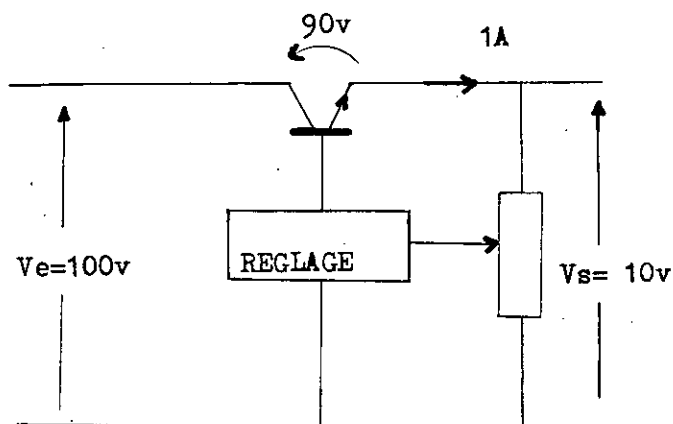


Fig II.3 : Régulateur linéaire en tension élevée

Le secondaire du transformateur qui précède ce régulateur doit avoir une tension au moins égale à cette valeur maximale.

Ainsi, pour obtenir une tension de 10 V en sortie avec ce même régulateur, le transistor ballast doit pouvoir dissiper une puissance de 90 W sans être endommagé.

Comme il existe actuellement des transistors capables de supporter un VCE de l'ordre de 1500 V, on peut penser que ce type de régulateur peut atteindre 1000 V à 1200 V en sortie.

Dans la pratique, outre le coût des transistors à haute tension, des difficultés que l'on rencontre pour la réalisation de l'amplificateur de commande et du rendement médiocre que présentent ces régulateurs du fait de la chute de tension non négligeable aux bornes de l'élément régulateur, on préfère alors recourir à d'autres solutions :

- utiliser un couplage opto-électronique entre le transistor ballast et les circuits de commande (amplificateur d'erreur, référence, etc.).
- utiliser un montage à redresseurs commandés permettant de maintenir la tension VCE du ballast toujours faible.

C'est la solution que nous nous proposons de mettre en oeuvre.

CHAPITRE I

Principe de l'alimentation
programmable haute tension fort
courant

I.1- SCHEMA SYNOPTIQUE:

La figure (I.4) illustre le synoptique de l'alimentation utilisée. Donnons alors son principe :

Le circuit de déclenchement synchronisé avec le secteur, produit les impulsions nécessaires à l'amorçage des redresseurs commandés, leur conduction créera une tension variable selon l'angle d'amorçage, qui donnera une fois filtrée et régulée une tension de sortie continue.

Notre montage est caractérisé par une tension maximale aux bornes de la charge de 165 V et un courant maximum de 1 A.

I.2- FONCTIONNEMENT DU MONTAGE:

Le schéma du montage apparaît à la figure (I.5).

Ce montage est destiné à fournir des tensions continues réglables. Il est constitué essentiellement d'un relaxateur à UJT qui commande l'amorçage des thyristors du pont mixte grâce aux impulsions qu'il fournit.

La tension présente à la sortie du pont sera donc variable selon l'angle de retard. Cette tension plus ou moins ondulée devra être filtrée au moyen d'un filtre à capacité en tête pour l'élimination de la tension alternative résiduelle.

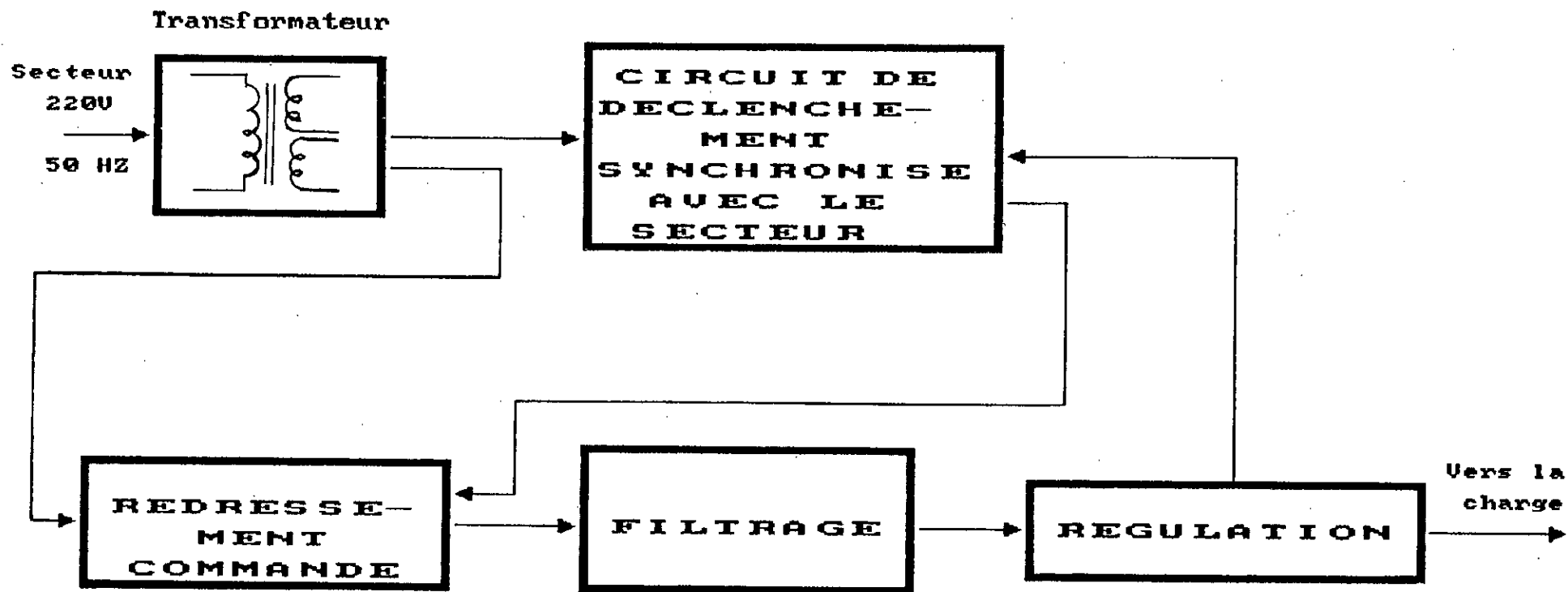


FIGURE I-4: SYNOPTIQUE DE L'ALIMENTATION

La régulation s'effectue grâce au transistor T5 qui joue le rôle de comparateur car son émetteur est porté à une tension fournie par la diode Zener, et joue également le rôle d'amplificateur de la tension d'erreur prélevé sur le diviseur de tension R8, R9, R10 et D8.

Toute augmentation de la tension de sortie a pour effet d'augmenter le courant de collecteur de T5 courant qui est prélevé sur le courant de charge du condensateur C3.

Le condensateur C3 se chargeant moins vite, il en résulte un retard à l'amorçage des thyristors et par conséquent, une diminution de la tension de sortie.

Dans ce type de montage, la présence d'une tension de ronflement à la sortie, tension répercutée sur la tension de commande de l'amplificateur, peut être cause d'une commande plus ou moins erratique des thyristors. C'est pourquoi un filtrage supplémentaire de la tension de commande a été prévu au moyen du condensateur C5.

La variation de la tension de sortie est favorisée par l'action sur le potentiel de la base du transistor T3. En effet, ce potentiel commande la tension V_{ce} qui agit sur la constante de temps du relaxateur à UJT. Cette action se répercute sur l'instant d'apparition de la première impulsion, donc sur l'angle d'amorçage des thyristors duquel dépend directement la tension de sortie.

Le dispositif numérique de réglage de la tension de sortie utilisé sera vu plus en détail au chapitre suivant.

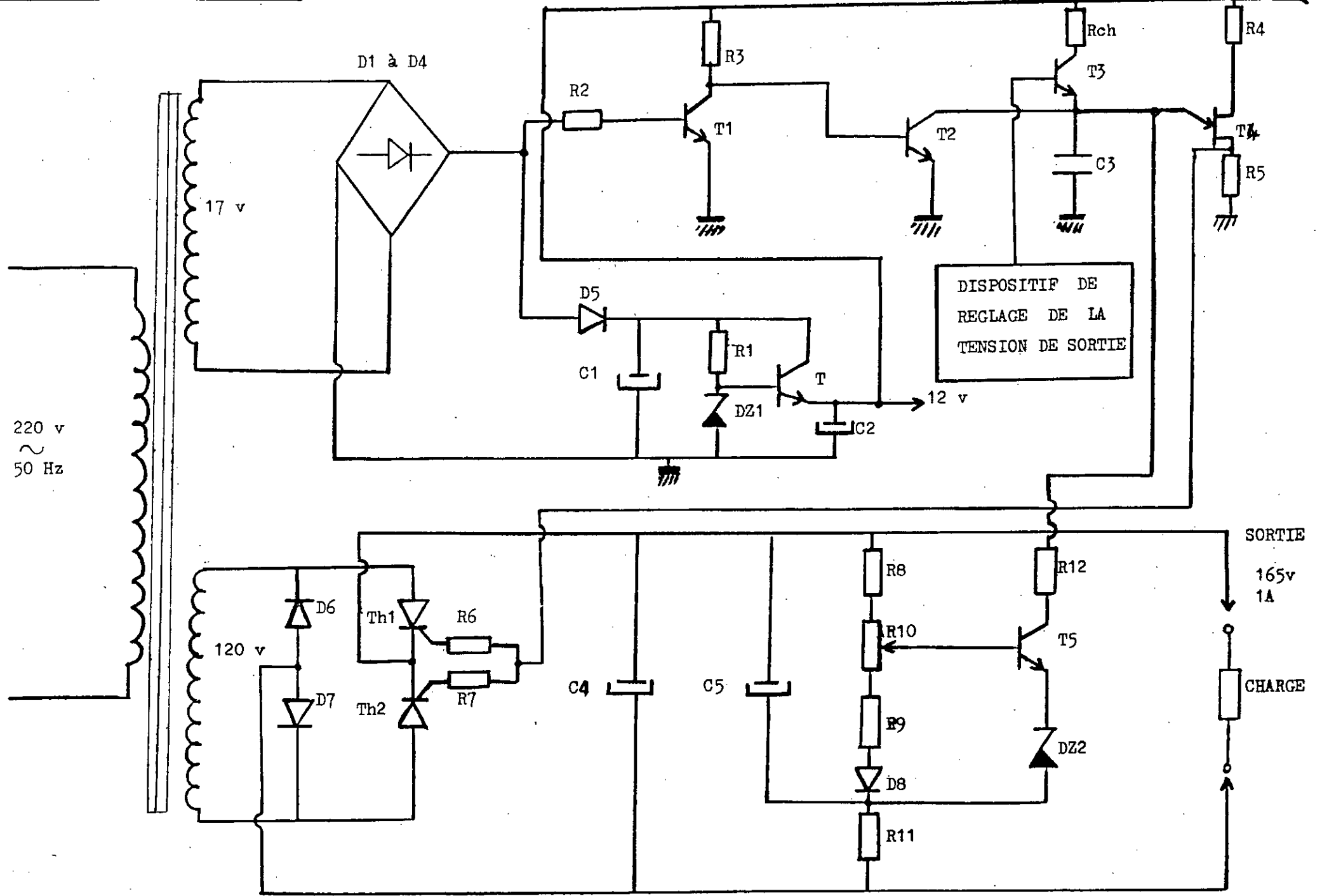


FIGURE II.5 : SCHEMA DU MONTAGE

CHAPITRE II

Etude de l'alimentation

II.A- INTRODUCTION

Ce chapitre sera consacré à la description des parties essentielles de notre alimentation, ainsi qu'à une étude assez complète du dispositif numérique de la variation de la tension de sortie.

II.B- DESCRIPTION DES DIFFERENTES PARTIES DE L'ALIMENTATION

1- PROCEDES DE DECLENCHEMENT :

Le déclenchement ou amorçage d'un thyristor est son passage de l'état bloqué à l'état passant.

On l'obtient par un signal direct de gâchette.

Les signaux de commande affectent de nombreuses formes : impulsions, rampes, tensions sinusoïdales, etc. et sont produits par de nombreux types de circuits.

L'utilisateur choisit le circuit de déclenchement d'après la puissance des thyristors, le type d'application, le prix de revient, etc.

1.a- Circuit de base :

Ce circuit est représenté en figure (II.6).

On peut utiliser des éléments S à seuil de conduction, qui permettent la décharge brusque d'un condensateur C à travers la jonction gâchette - cathode du thyristor, entraînant ainsi sa mise en conduction.

Le seuil s'obtient en chargeant C à travers une résistance R, on obtient donc un oscillateur de relaxation de période T, réglable à l'aide de R.

Lorsqu'on diminue la résistance R, la période T diminue ainsi que l'angle de retard du thyristor.

Ces circuits ont l'avantage de fournir à la gâchette des impulsions de courant brèves et à haute énergie, faciles à régler.

En raison de leur courte durée, la puissance moyenne des impulsions est faible, ce qui assure la sécurité de la gâchette, ainsi qu'une diminution de l'encombrement et du prix du circuit de commande.

1.b- Les différents circuits de déclenchement:

L'élément S choisit pour le cas de notre montage est l'UJT, car il permet de réaliser avec très peu de composants un excellent relaxateur, mais il est également possible d'employer d'autres dispositifs tels que :

- Circuit de déclenchement à deux transistors
- Circuit à base de diode de déclenchement (diac...)

Nous donnerons les schémas des trois circuits de déclenchement, avec éventuellement quelques explications pour les deux derniers cas, car on supposera que pour l'UJT (fig II.7.a), le mode de production des impulsions de déclenchement des thyristors est déjà connu.

La figure (II.7), représente donc les différents circuits de déclenchement.

Notons que la diode de déclenchement la plus connue est le diac, qui présente le même seuil pour les deux sens de la tension. (voir fig.7 b).

On utilisera un seul de ces seuils pour commander un thyristor, les deux pour commander deux thyristors ou un triac : semi conducteur équivalent à deux thyristors montés en parallèle inverse.

Le triac n'a qu'une gâchette et, il est déclenché dans un sens puis dans l'autre.

Le circuit de déclenchement à deux transistors (voir fig II.7.c), comprend quant à lui, deux transistors T et T', l'un NPN, l'autre PNP, qui ont chacun leur collecteur relié à la base de l'autre, ils sont alimentés par l'intermédiaire d'un diviseur de tension (R_1, R_2), en outre une résistance R' relie B' et E'.

T' n'est conducteur que si R' est parcourue par un courant, c'est à dire que T conduit, ce qui exige que V_{BE} atteigne un seuil.

Au seuil de V_{BE} , correspond donc un seuil U_s pour U. Les deux transistors s'aident mutuellement à basculer de l'état bloqué à l'état conducteur.

La source peut être un conducteur, qui se décharge alors en donnant une impulsion de courant, après quoi T et T' se bloquent et le processus recommence si C se recharge; c'est le cas de la commande d'un thyristor puisque le circuit est le circuit S de la figure (II.6).

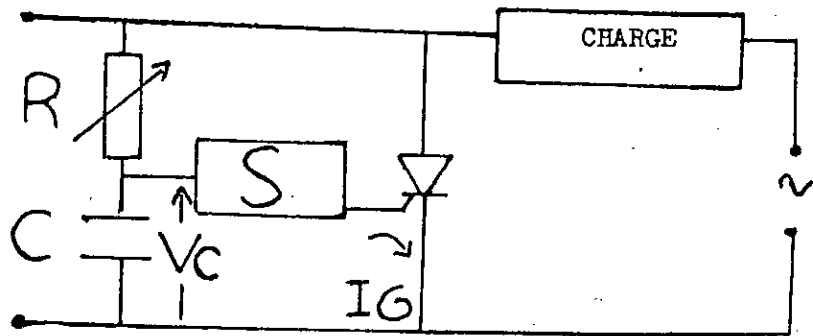
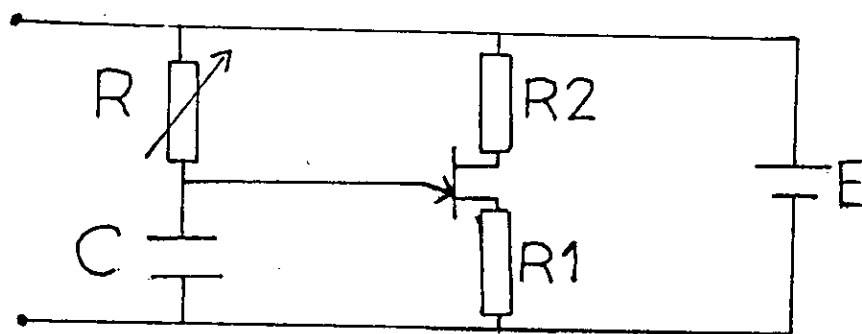
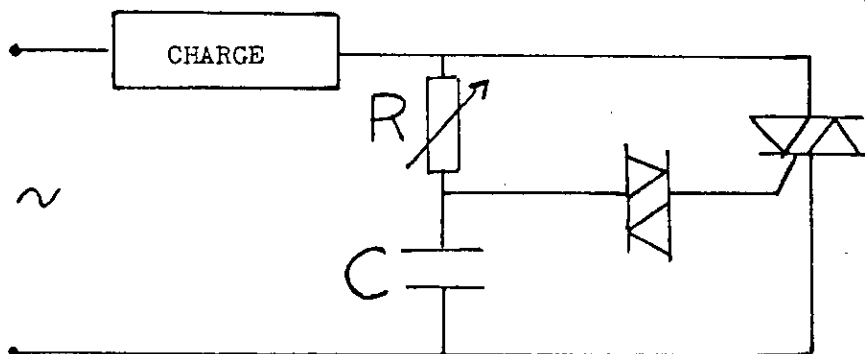


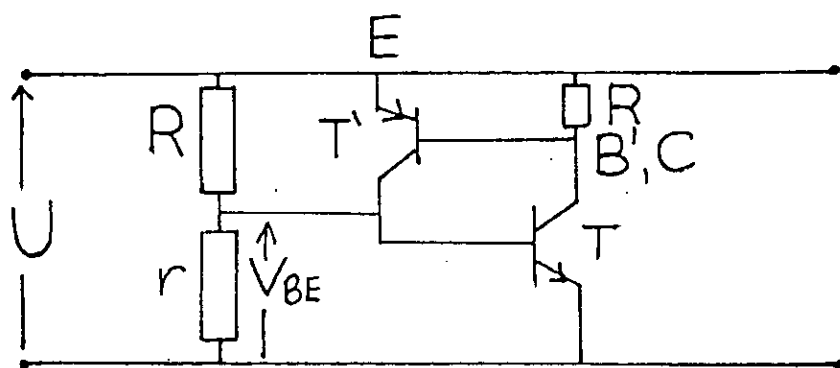
FIGURE II. 6 : CIRCUIT DE BASE



A - Circuit de déclenchement à UJT



B - Circuit à base de triacs



C - Circuit de déclenchement à deux transistors

FIGURE II.7 : LES DIFFERENTS CIRCUITS DE DECLENCHEMENT

2- SYNCHRONISATION DU GENERATEUR D'IMPULSIONS

2.a. synchronisation par diode Zener :

Généralement la synchronisation d'un relaxateur à UJT se fait au moyen d'une diode Zener dont le schéma est représenté par la figure (II.8); tandis que les chronogrammes relatifs à V_z , V_c et V_g observés sur l'oscilloscope le sont sur la figure (II.9).

L'UJT utilisé doit être synchronisé avec le réseau d'alimentation pour avoir un angle de retard à référence constante.

La tension redressée, double alternance fournit à la fois la tension d'alimentation et la synchronisation au circuit de déclenchement.

La diode Zener sert à limiter et réguler les crêtes de la tension.

La tension d'entrée $V = V_M \sin(\omega t)$ ne peut dépasser la tension aux bornes de la diode Zener car cette dernière limite cette valeur à V_z .

On obtient donc :

- Une ddp V_z constante et égale à V_z quand $V > V_z$
- Une ddp V_z variable et égale à V quand $V < V_z$

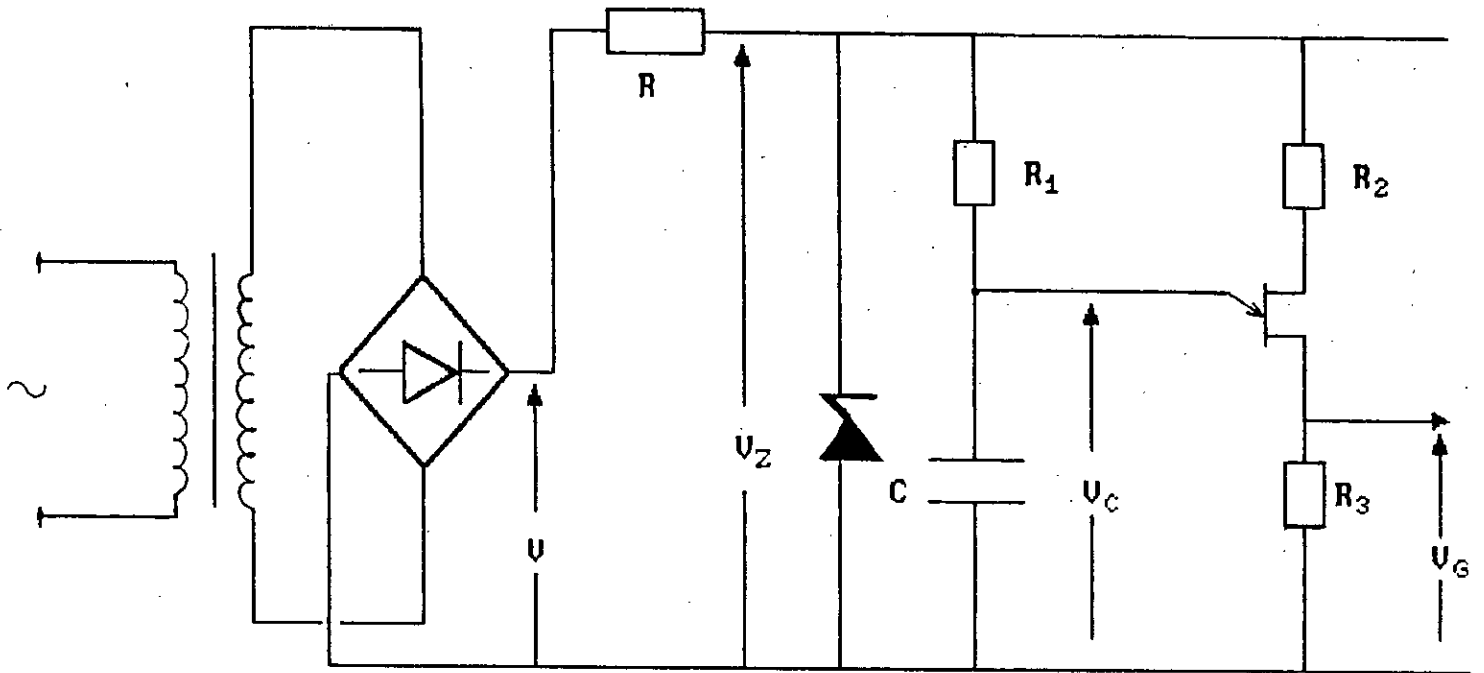


FIGURE II. 8 : SYNCHRONISATION PAR DIODE ZENER

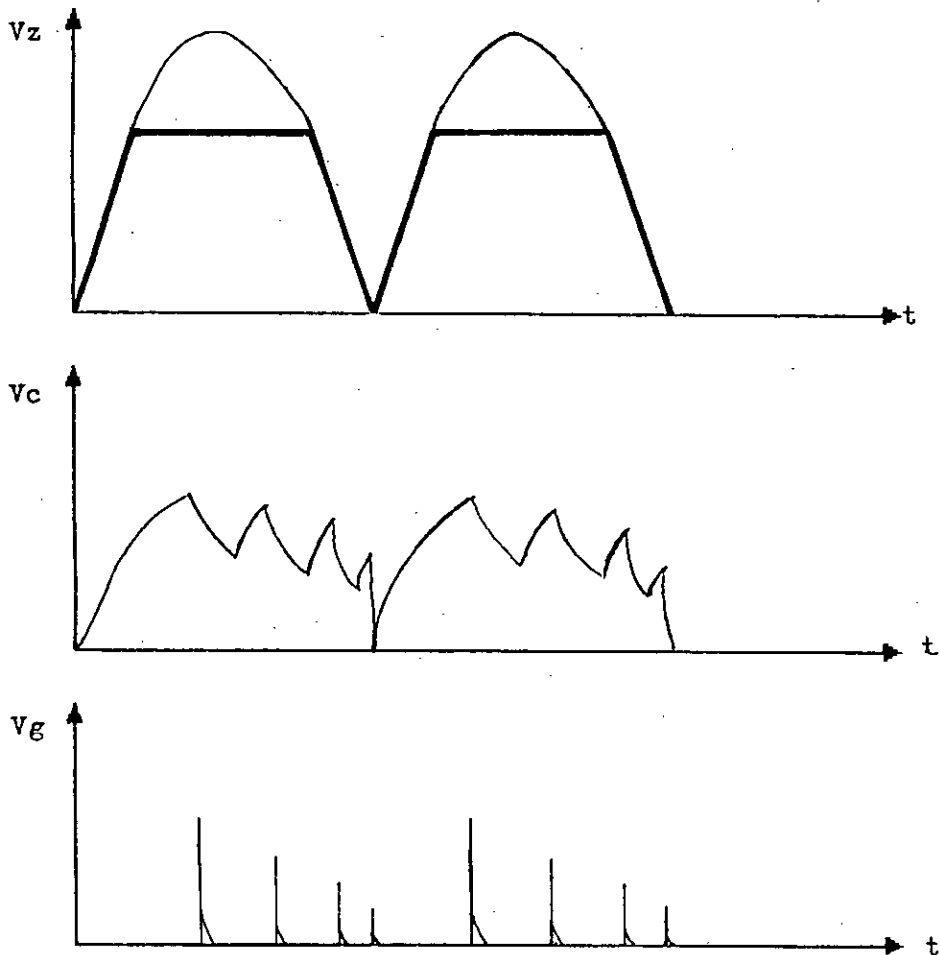


FIGURE II.9 : CHRONOGRAMMES RELATIFS A LA SYNCHRONISATION PAR ZENER

En supposant que $V_z \ll V_m$, la tension aux bornes de la Zener peut donc être assimilée à un trapèze.

L'équation de cette courbe entre les instants 0 et t_0 sera approximativement celle d'une droite et aura donc la forme $V = a t$.

Remarque : Comme l'UJT est utilisé pour attaquer les gâchettes des thyristors, il est donc nécessaire de connaître les instants d'amorçage.

Se référer pour cela à l'annexe I qui détaille ce calcul.

Dans notre cas, la modification de la constante de temps avec une telle synchronisation, s'est avérée difficile voire impossible, c'est pourquoi nous avons adopté un autre moyen.

2.b-Synchronisation par transistor (figure II.10)

La base du transistor T1 est attaquée par la tension alternative redressée a travers une résistance de 100 K OHM .

Ce transistor fonctionne en commutation. En effet, T1 est tout le temps saturé sauf aux instants où le potentiel de sa base devient inférieur à 0.7 V, il devient alors bloqué. T2 quant à lui, inverse le signal impulsionnel prélevé sur le collecteur de T1. Ainsi, à chaque cycle du signal redressé, T1 se sature pour décharger C3. La charge reprend de nouveau, de ce fait l'angle d'amorçage reste constant.

Calculons l'instant d'apparition de la première impulsion :

La capacité C3 se charge à courant constant d'après l'équation (II.1).

$$I_C \approx I_e = \frac{E - V_b - V_{bc}}{R_{ch}} \quad (\text{II.1})$$

Ainsi
$$V_c = \frac{Q}{C_3} = \frac{I}{C_3} t \quad (\text{II.2})$$

L'amorçage a lieu lorsque $V_c = V_p$ (II.3)

c'est à dire :
$$\frac{I}{C_3} = V_p \quad (\text{II.4})$$

$$t = V_p \frac{C_3}{I} \quad (\text{II.5})$$

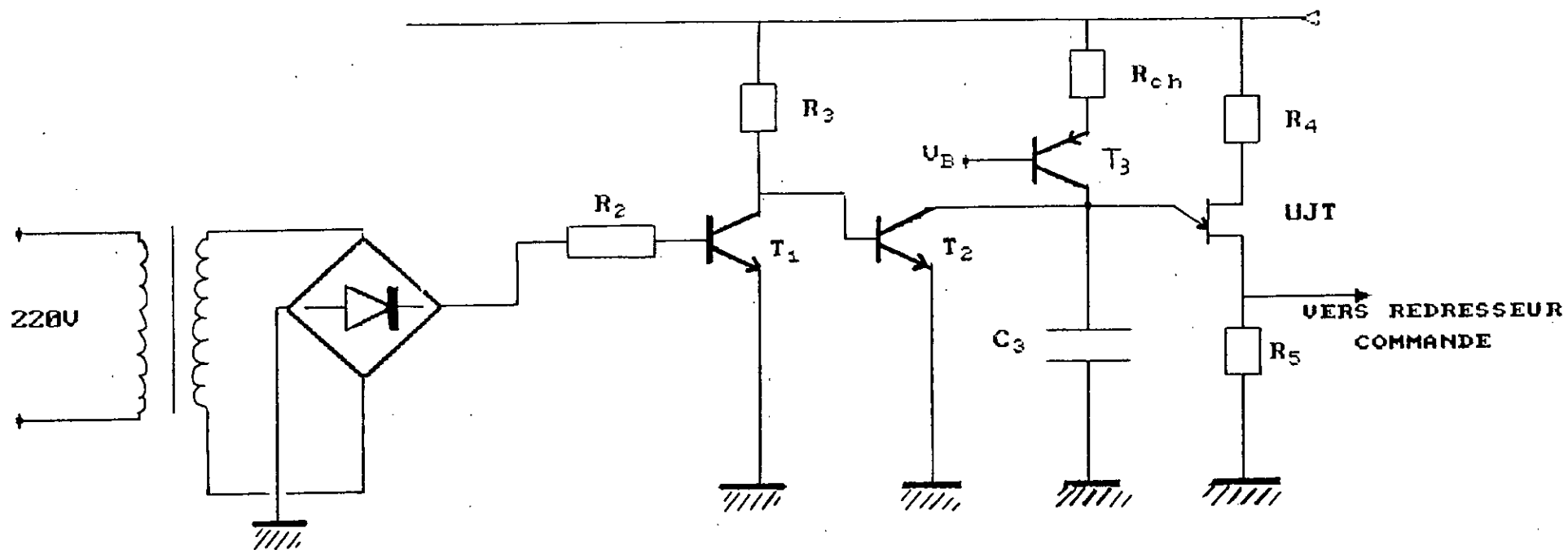


FIGURE II.10 SYNCHRONISATION PAR TRANSISTORS

3- REDRESSEMENT COMMANDE

3.a- Principe du redressement commandé:

Le redressement commandé consiste à faire varier l'instant de la période à partir duquel conduit un redresseur à électrode de commande.

Le thyristor semble être l'élément le plus indiqué pour ce type d'opération, il est donc considéré comme commutateur à réglage de phase.

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.

3.b - Calculs des tensions moyenne efficace obtenues pour un redressement commandé double alternance.

3.b.1- Calcul de la tension moyenne:

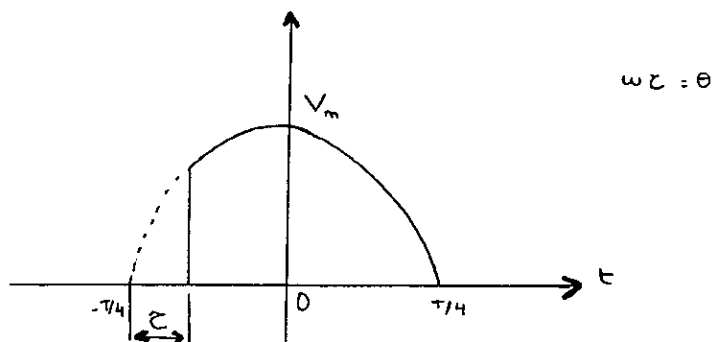
On considèrera le cas le plus simple, à savoir :

- Charge purement résistive
- Chute de tension dans le thyristor et éventuellement dans le transformateur négligeables devant l'amplitude de la tension d'alimentation.

La tension d'alimentation

$$V = V_M \cos(\omega t) = V_M \cos x \quad (3.a)$$

est appliquée à la charge entre les instants $-\pi/4 + \tau$ et $\pi/4$ comme le montre la figure suivante :



La moyenne est calculée sur la période, le calcul se faisant comme suit :

$$V_{moy} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta - \frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} V_M \cos x dx = \frac{V_M}{\pi} (1 + \cos \theta) \quad (3.b)$$

Pour $\theta = 0$, on obtient la tension continue maximale

$$(V_{moy})_0 = \frac{2V_M}{\pi} \quad (3.c)$$

et donc

$$V_{moy} = (V_{moy})_0 = \frac{1 + \cos \theta}{2} \quad (3.d)$$

3.b.2. Calcul de la tension efficace:

Par définition on a :

$$V_{eff}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\theta - \frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} V_M^2 \cos^2 x dx \quad (3.e)$$

$$V_{eff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}} \quad (3.f)$$

La tension maximale est donnée par $\theta = 0$, à savoir:

$$(V_{eff})_0 = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \quad (3.g)$$

Donc

$$V_{eff} = (V_{eff})_0 = \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}} \quad (3.h)$$

4- FILTRAGE

La tension issue du redresseur est une tension plus ou moins ondulée, il va donc falloir faire disparaître la composante alternative; d'où le rôle du filtrage.

Il existe pour cela, deux types de filtres classiques :

- Filtres à inductances
- Filtres à capacités

Ces deux modes de filtrage peuvent se combiner pour donner un dispositif mixte tel que : Filtrage par L et C

Selon que l'inductance ou la capacité se trouve en tête de filtre, ce dernier présentera des défauts ou qualités relatifs à l'inductance ou à la capacité.

Nous avons pour notre part retenu le filtrage par capacité en tête.

4.b- Filtrage par capacité en tête:

Le condensateur se charge à chaque alternance, avec la faible constante de temps $R_s \cdot C$ où R_s est la résistance vue de la sortie du redresseur, et se décharge dans les circuits d'utilisation avec une constante de temps $R_{ch} \cdot C$ plus longue où R_{ch} est la résistance équivalente de la charge.

A chacune de ces alternances, le condensateur se charge pratiquement à la tension de crête de la tension d'entrée.

La tension continue moyenne sera donc d'autant plus près de cette valeur que la constante de temps de décharge $R_{ch} \cdot C$ sera grande devant la constante de charge.

4.c- Courant de choc:

Avant la mise en marche du circuit, le condensateur de filtrage est déchargé.

Au moment où le circuit est alimenté, le condensateur se comporte comme un court-circuit, le courant initial peut-être très grand.

Cette pointe de courant s'appelle courant de choc.

L'attaque directe du condensateur de filtrage nécessite un thyristor admettant une forte intensité notée :

$$I_{choc} = \frac{V_M}{R_S}$$

La résistance R_S vue de la sortie du redresseur étant évaluée à 26.27 Ohm (voir chapitre III) et $V_M = 120\sqrt{2}$ d'où $I_{choc} = 6.4$ A, nous avons prévu dans notre montage des thyristors susceptibles de supporter une telle surintensité ($I_{choc} = 5$ A et $R_S = 33.44$ Ohm).

Il est à noter qu'il est possible d'utiliser un filtre à inductance en tête qui ne présente pas l'inconvénient de mettre le dispositif de redressement en régime de surintensité puisque l'inductance s'oppose au passage du courant, néanmoins un tel filtrage ne permet pas aux thyristors de s'amorcer avec la même facilité que s'il s'agissait d'une charge purement résistive. En effet, nous savons que l'un des paramètres du thyristor est son courant d'accrochage I_L , courant qui doit être atteint avant que disparaisse le courant de commande de gâchette, faute de quoi le thyristor revient à l'état bloqué. Or le courant ne s'établit pas immédiatement dans une inductance. Il faudra donc protéger l'impulsion de commande appliquée à la gâchette j'usqu'a ce que le thyristor soit bien accroché.

La solution semble être l'emploi d'un petit thyristor auxiliaire pour la commande du thyristor principal.

4.d- Filtre RC (figure II.11)

Le circuit se comporte donc comme un diviseur de tension alternative (figure II.12).

La résistance R est choisie délibérément beaucoup plus grande que l'impédance de la capacité C' .

Dans notre montage, c'est le couple $R11, C5$ qui effectue cette division de tension.

Le fait que R soit beaucoup plus grand que Xc' , l'ondulation de sortie est beaucoup plus petite que celle de l'entrée. Le régulateur travaille ainsi avec une tension plus stable, ce qui évitera les déclenchements intempestifs du redresseur commandé.

D'une manière générale, R vaut au moins dix fois XC' , c'est à dire que l'ondulation de sortie est atténuée par un facteur au moins égal à dix.

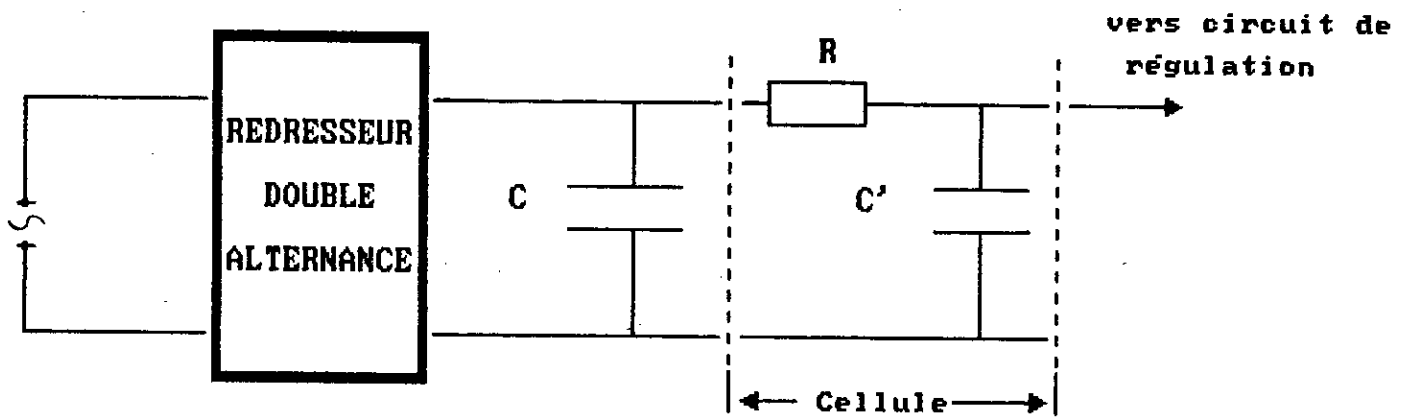


FIGURE II.11 : Filtre à cellule RC

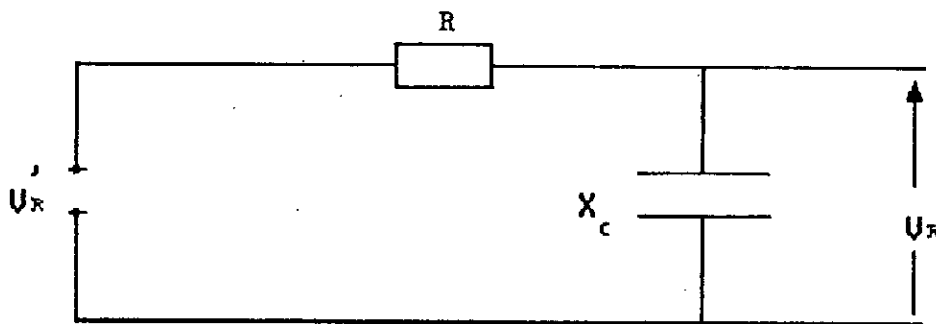


FIGURE II.12 : Circuit équivalent du filtre
à cellule RC

II.C- ETUDE DE LA COMMANDE NUMERIQUE

La mise au point de cette partie du projet utilise un système à base de micro-processeur MC 6802 de Motorola, ce système doit permettre le dialogue avec l'extérieur, pour cela il doit posséder des périphériques.

Notre système comprend quant à lui les périphériques suivants : Clavier hexadécimal, Afficheurs 3 digits, CNA.

1- PRINCIPE DE LA COMMANDE

Dans la majorité des alimentations, la tension de sortie est réglable par action sur un potentiomètre, et on surveille généralement sa valeur grâce à un voltmètre .

Dans notre cas, on affiche la tension de sortie sous forme numérique, rappelons que pour rendre réglable l'alimentation, il suffit de rendre variable le potentiel de la base du transistor T3.

La solution la plus simple pour commander la tension de sortie numériquement est de relier la base du transistor T3 à la sortie d'un convertisseur numérique-analogique .

En faisant alors varier la donnée numérique appliquée à ce convertisseur, on fait varier le potentiel de la base, et par conséquent la tension de sortie.

Le schéma général de l'alimentation sera alors illustré en figure (II.13).

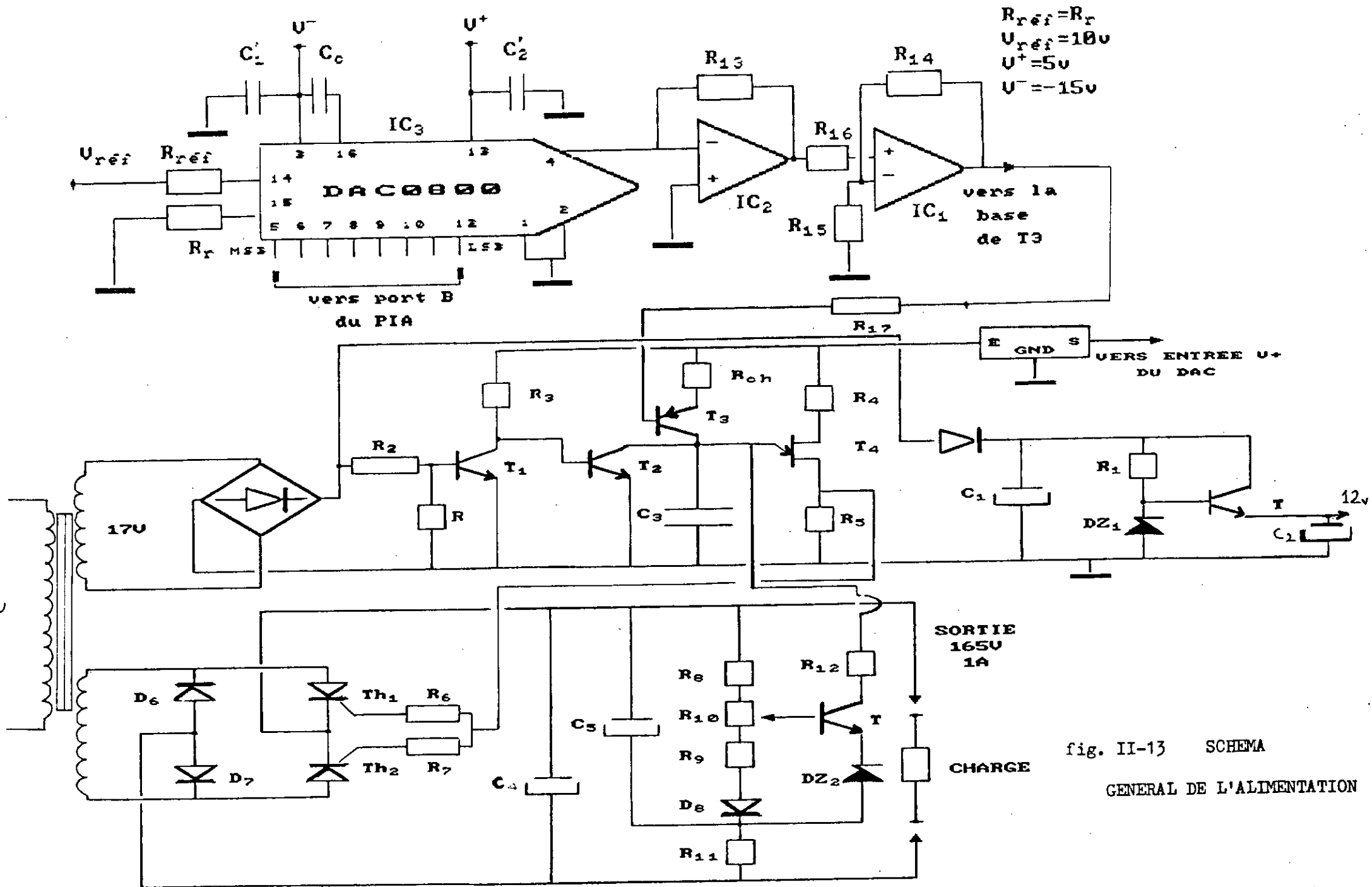


fig. II-13 SCHEMA GENERAL DE L'ALIMENTATION

2- SYNOPTIQUE DE BASE

Le synoptique du système de variation de la donnée numérique est représenté en figure (II.14) .

L'introduction de la tension désirée se fait à l'aide d'un clavier, cette valeur sera alors affichée sur 3 digits, puis appliquée au micro-processeur qui l'envoi vers le programme résidant dans l'eprom.

Celle-ci contient la table de conversion qui associe à chaque valeur introduite par le clavier un code binaire sur 8 bits, qui sera transmis à son tour vers le PIA utilisateur, interfaçant ainsi le convertisseur.

Ce dernier délivrera donc une tension qui sera amplifiée pour attaquer la base du transistor T3 de commande.

Une présentation détaillée du kit MEK6802D5 utilisé est présentée en annexe 2 .

En annexe 3, nous trouverons le brochage et les caractéristiques du convertisseur numérique - analogique.

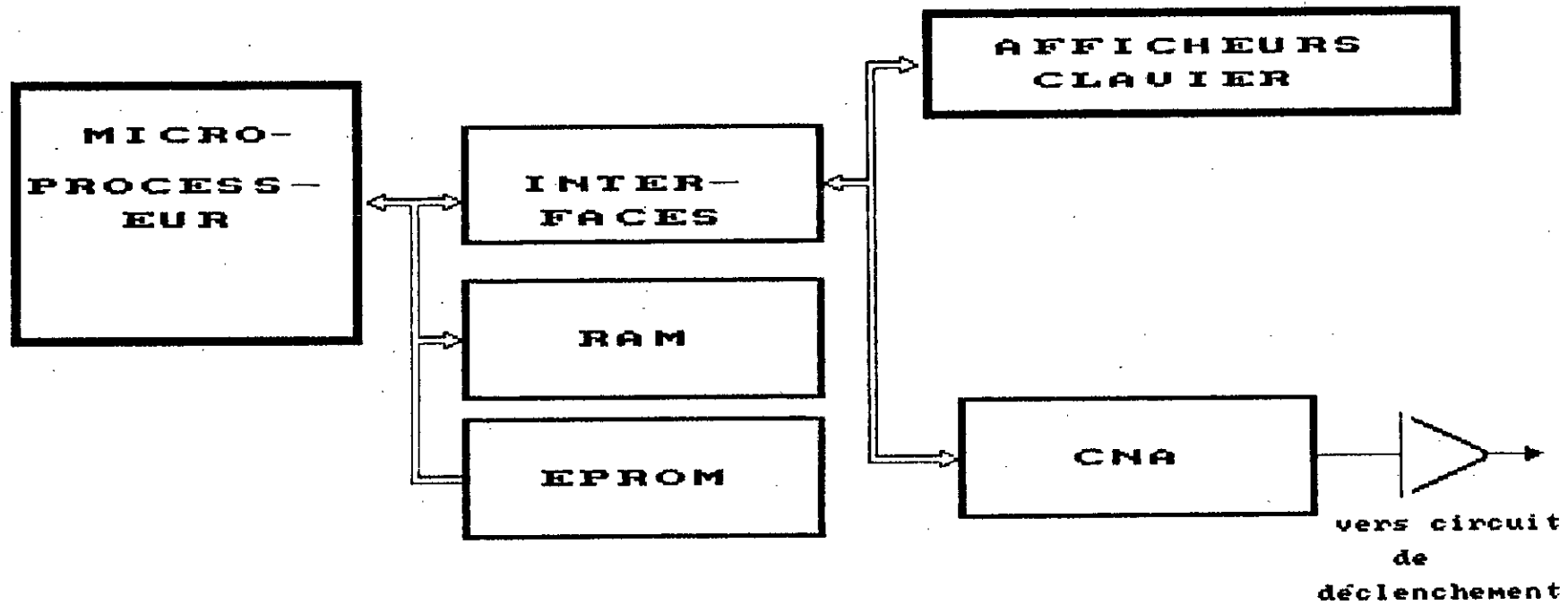


FIGURE II. 14 : SYNOPTIQUE DE LA COMMANDE NUMERIQUE

3. PROGRAMMATION :

Pratiquement, la première phase de la programmation consiste à faire varier la combinaison d'entrée du convertisseur, à observer les variations de sa tension de sortie ainsi que celle de l'angle d'amorçage et à noter la tension délivrée à la sortie du régulateur. Il en résulte le tableau suivant : (nous ne donnerons que quelques valeurs)

N	00	07	0B	0D	0F	1B	2C	2D	2F
V _s	165.5	165.4	125	120	98	55	40.2	40.1	40.1

N : donnée à l'entrée du DAC0800.

V_s : tension en Volt à la sortie du régulateur.

On remarque que plusieurs combinaisons peuvent donner lieu à une même tension de sortie, à une décimale près .

Puisque le kit ne possède pas de point décimal sur son clavier, nous avons choisi arbitrairement l'une des combinaisons pour la commande d'une tension déterminée sans nous préoccuper de la partie décimale l'alimentation manquera donc de précision et il sera nécessaire de l'ajuster après chaque sélection.

Comme il est mentionné en annexe 2, le KIT MEK6802DE5 admet une extension mémoire de 2 K Φ placée entre les adresses E800 et EFFF.

Dans des positions mémoire comprises entre E809 et E8A5 sont stockées les combinaisons correspondantes aux tensions désirées.

Afin de faciliter la programmation, nous avons choisi de les classer comme suit :
une combinaison C donnant une tension XXX est stockée dans la position mémoire E800+XXX

Exemples :

La combinaison FF donne 9V en sortie de l'alimentation. Elle est donc écrite à l'adresse E809.

La combinaison (06) donne 100V. Elle sera stockée en E864 .

REMARQUE:

Les combinaisons hexadécimales d'entrée 00 et FF permettent de commander les tensions de sortie maximale et minimale respectivement

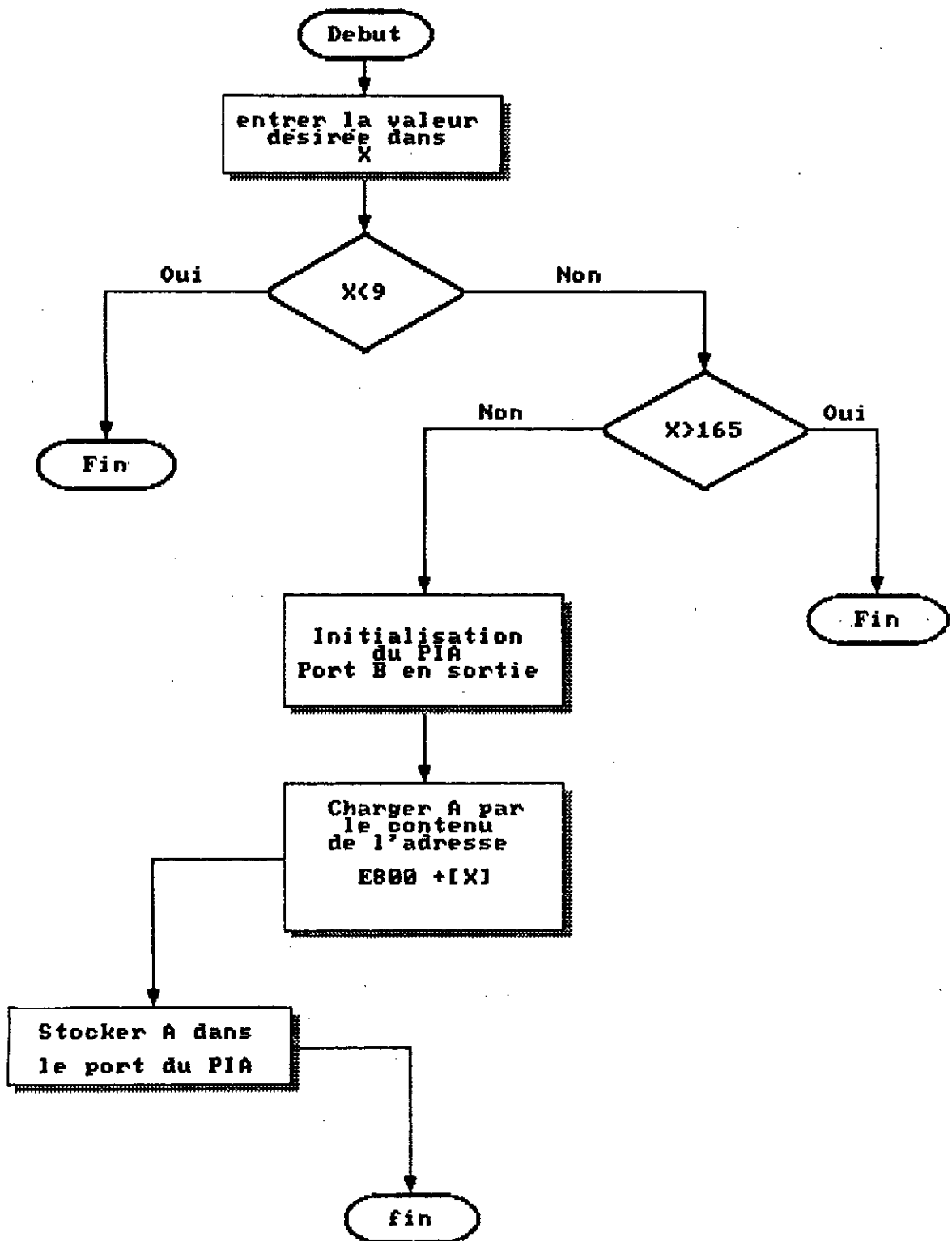
Etant donné que le nombre de combinaisons possibles à l'entrée du DAC0800 dépasse de loin le nombre de valeurs de tension permises, le reste des combinaisons est donc inexploité.

Le PIA utilisateur est adressé de E480 à E483.

Le convertisseur est branché sur son port B.

La valeur désirée est écrite dans l'un des registres de 16 bits puisqu'elle occupe 3 digits (au maximum)

ORGANIGRAMME



Programme:

```
STX    $    E410          [Xh -> E410    Xl -> E411]
LDA    A $    E411
BEQ          LPO          [Xl = 0 ?]

LDA    B $    E411
ABA
ADD    A #$    9A          [ X>165 ?]
BGT          FIN
BRA          LP1

LPO    LDA    A $ E411
      ADDA   $    F1          [X< 9?]
      BLT    FIN

LP1    CLR    E483          [Sélection DDRB ]
      CLR    E482          [Port B en sortie]
      LDA    A $    04
      STA    A    E483          [Sélection ORB]

      LDA    A $ E800,X
      STA    A $ E482

FIN    SWI
```

Ce programme réside en EPROM et débute à l'adresse E8B0.

CHAPITRE III

Calculs et réalisations

III.1- LIMITES TECHNIQUES

L'alimentation de l'électro-aimant du laboratoire, par des tensions pouvant atteindre les 200 V, permet de mesurer les effets du champs électromagnétique.

Il faut savoir que la résistance d'entrée de l'électro-aimant est inférieure à 1 ohm et que le courant débité peut alors atteindre la valeur nominale donnée par le transformateur.

Pour le cas de notre réalisation, nous avons été limité par les caractéristiques du transformateur utilisé, celui-ci délivre en sortie une tension de 120 V et un courant de 1 A, pour la partie haute tension, ces valeurs ne peuvent évidemment pas être dépassées en sortie de l'alimentation.

Ainsi tout les calculs relatifs aux différents étages ont été effectués dans les limites du transformateur disponible.

Pour des tensions de sortie plus élevées, les calculs doivent être refaits conformément aux valeurs à atteindre.

III.2- REALISATION

Lors de la réalisation de notre montage les problèmes suivants ont survenus :

Pour tout ce qui va suivre, se référer au schéma du montage donné en figure II.13

- 3.a. Impossibilité d'assurer le blocage du transistor T1 du circuit de synchronisation dont la base est reliée au signal alternatif redressée à travers une résistance R2 et ceci toutes les 10 ms.

C'est pourquoi l'ajout d'une résistance entre cette base et la masse réalisant ainsi un diviseur de tension, permet la réduction de la tension au dessous du seuil de conduction du transistor.

- 3.b. L'étage d'amplification reliant la sortie du convertisseur à la base du transistor T3 permet de balayer une plage maximale de l'angle d'amorçage.

Pour une meilleure commande de cet angle nous avons remplacé la résistance R16 par un potentiomètre de 2.2 KOhm afin de pouvoir ajuster le gain de l'amplificateur opérationnel de façon précise.

- 3.c. Nous avons remplacé, lors de la réalisation, le pont mixte de l'étage de redressement commandé par un pont à diodes suivi d'un thyristor pour éviter les problèmes de déclenchement dus aux problèmes d'insuffisance de puissance contenue dans les impulsions pour l'amorçage simultané de deux thyristors de type TIC1060.

III.3. CALCULS DES ELEMENTS DES DIFFERENTS ETAGES

L'ALIMENTATION.

3.a. Etages de synchronisation, de déclenchement et de redressement commandé (voir figure III.15)

3.a.1. Etage de synchronisation

Pour assurer le blocage du transistor T1, on a ajouté une résistance R.

Il importe d'avoir des impulsions au niveau du collecteur de T1 aussi brèves que possible, ceci pour pouvoir commander des angles d'amorçages très proche de π (rd).

Fixons la durée de blocage à 2.0 ms, c'est à dire que la commutation à lieu lorsque la tension d'entrée V_e atteint 2.2V.

De plus :

$$V_e \cdot \frac{R}{R+R_2} = 0,6 \text{ V} \quad (\text{seuil de conduction du transistor})$$

et donc
$$\frac{R}{R+R_2} = 0,27$$

Si on prend

$$R_2 = 150 \text{ ohm}$$

donc
$$R = 23 \text{ Kohm}$$

Nous prendrons pour cela $R = 22 \text{ Kohm}$

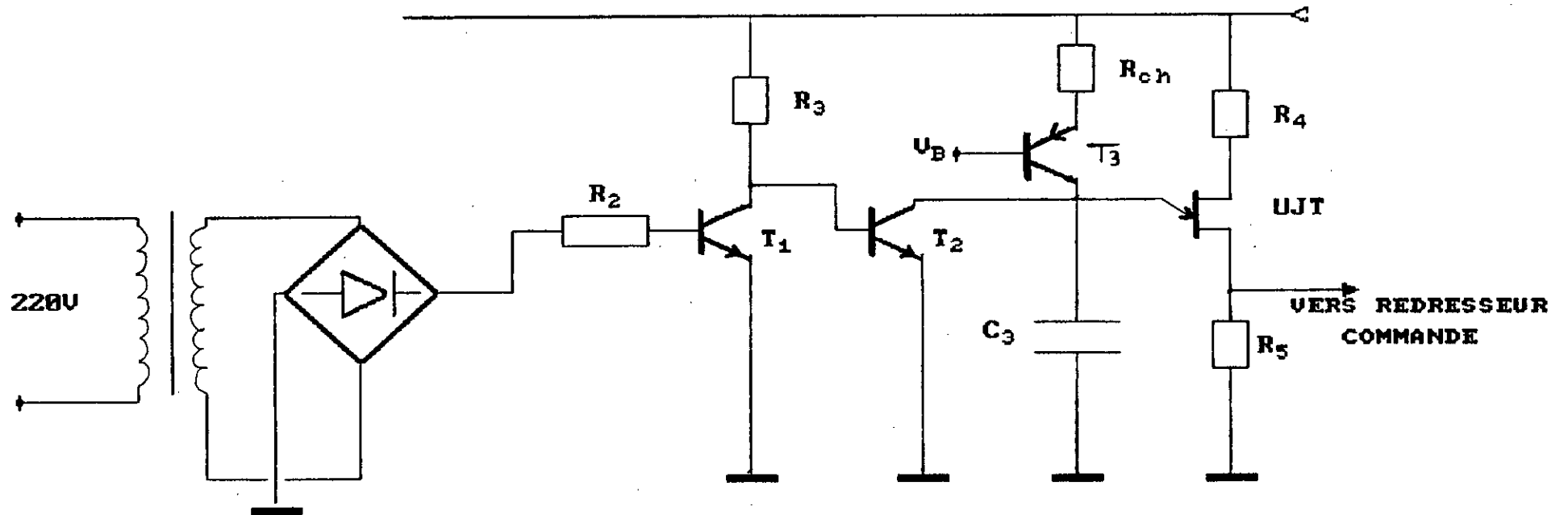


FIGURE III. 15 : CALCUL DES ETAGES DE SYNCHRONISATION
ET DE DECLENCHEMENT

La résistance R_3 quand à elle doit permettre en même temps le blocage de T_1 et la saturation de T_2 .

On a $V_{cc} = 12 \text{ V}$ et $V_{BEsat} = 0,6 \text{ V}$

En choisissant $R = 47 \text{ Kohm}$

Il s'en suit :

$$I_{B2} = \frac{V_{cc} - V_{BEsat}}{R_3} = 0,23 \text{ mA}$$

Ce courant est largement suffisant pour assurer la saturation d'un transistor du type 2N2222.

3.a.2. Etage de déclenchement

Les résistances R_4 et R_5 sont choisies de sorte à avoir un rapport intrinsèque η compris entre 0,4 et 0,8 afin d'assurer un bon fonctionnement.

On a choisi pour cela, $R_5 = 22 \text{ ohm}$ et $R_4 = 100 \text{ ohm}$.

Pour le choix de la résistance de charge R_{ch} , il faut veiller à ce qu'elle permette de commander des constantes de temps dans une gamme aussi large que possible.

Pratiquement, nous avons pris :

$C_3 = 0,33 \text{ } \mu\text{F}$ et $R_{ch} = 3.3 \text{ Kohm}$

3.a.3. Etage de redressement commandé

A. Calcul du temps d'amorçage

Le temps d'amorçage correspond à la durée d'apparition de la première impulsion.

L'amorçage se produit quand $V_c = V_p$

C'est à dire que $\frac{I_{Csat}}{C_3} t = V_p$

Les essais ont montrés que pour obtenir une plage de variation maximale de l'angle d'amorçage, la tension de base doit-être comprise entre 7,5 et 10,2 V.

Donc pour $7.5 \text{ V} \leq V_b \leq 10.2 \text{ V}$

Calculons les courants de saturation correspondants, ainsi que les instants d'amorçage.

A.1. Calcul des courants de saturation

On a : $V_{cc} = R_{ch} I_{Csat} - V_{BE} + V_B$ (1)

et donc $I_{Csat} = \frac{V_{cc} + V_{BE} - V_B}{R_{ch}}$ (2)

A.N. :

$$V_{BE} = -0,6 \text{ V}$$

pour $V_B = 7.5 \text{ V}$, $I_{C1sat} = 1,18 \text{ mA}$ (3)

Pour $V_B = 10.2 \text{ V}$, $I_{C2sat} = 0,36 \text{ mA}$ (4)

A.2. Calcul des instants d'amorçage:

$$t_{a1} = \frac{V_p \cdot C_3}{I_{C1sat}} \quad (5)$$

$$t_{a2} = \frac{V_p \cdot C_3}{I_{C2sat}}$$

A.N. :

$$t_{a1} = 2.68 \text{ ms} \quad (7)$$

$$t_{a2} = 8.7 \text{ ms} \quad (8)$$

$$\text{Avec } \eta = 0,8 \quad (9)$$

$$\text{et } V_p = \frac{R_5}{R_5 + R_4} V_{cc} = 9.7 \text{ V} \quad (10)$$

B. Calcul des valeurs limites de la tension efficace

On a vu au chapitre II, que la tension efficace pour un redressement contrôlé double alternance est donné par la formule (3.f).

Pour cela calculons les valeurs limites de la tension efficace correspondante aux valeurs limites de l'angle d'amorçage.

$$\text{On a } \theta_i = \omega \cdot t_{ai} = 2\pi f t_{ai} \quad i = 1, 2$$

$$\text{avec } f = 50\text{Hz}$$

On trouve :

$$\theta_1 = 0,84\text{rd} = 48,24^\circ$$

$$\theta_2 = 2,73\text{rd} = 156,6^\circ$$

Donc :

$$V_{\text{eff}1} = 14,52\text{V}$$

$$V_{\text{eff}2} = 2,47\text{V}$$

3.b. Etage de filtrage

3.b.1. Calcul de la capacité de filtrage

Pour déterminer la valeur de la capacité de filtrage, nous avons utilisé la méthode graphique mise au point par Schade.

Notons que :

- V_M : valeur maximale de la tension d'entrée
- V_C : tension continue de sortie
- R_s : résistance vue de la sortie du redresseur

Calcul de R_s

Pour cela considérons le schéma équivalent du redresseur illustré en figure (III.16).

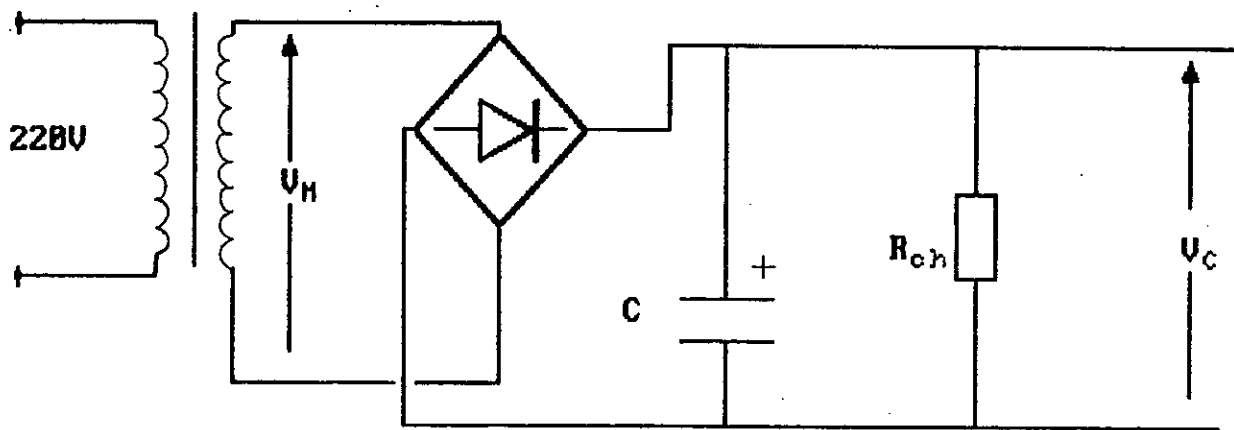
Avec :

- $R_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$: Résistance primaire ramené au secondaire.
- R_2 : Résistance secondaire
- $2V_D$: Chutes de tension des diodes
- $2R_D$: Résistances intrinsèques des diodes.

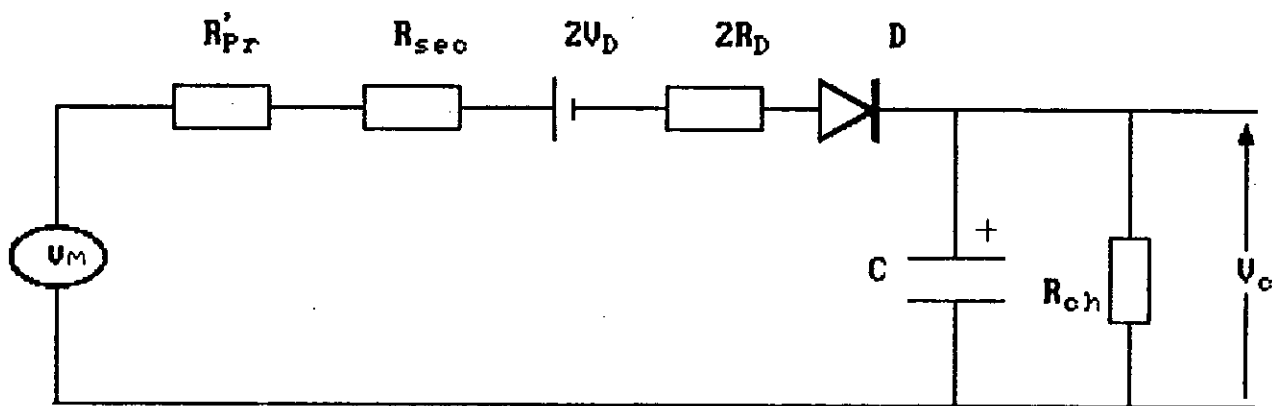
Du circuit équivalent de Thévenin on en déduit les équations suivantes :

$$V_S = V_{Th} = V_M - 2V_D$$

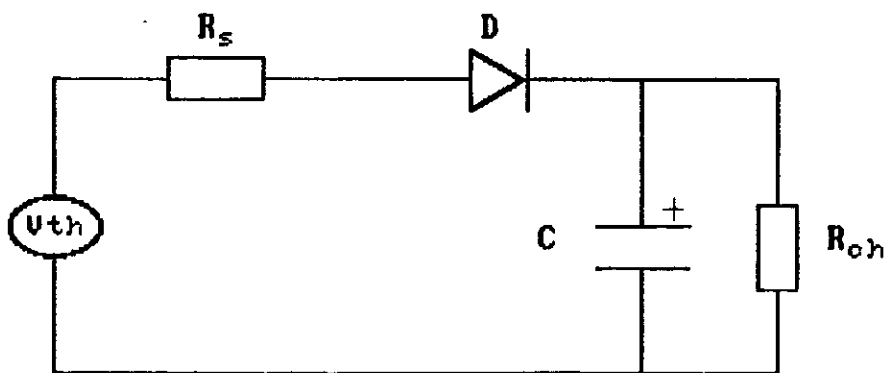
$$R_S = R_{Th} = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 R_1 + R_2 + 2R_D$$



SCHEMA DU REDRESSEUR



SCHEMA EQUIVALENT DU REDRESSEUR



CIRCUIT EQUIVALENT DE THEVENIN

FIGURE III. 16 : SCHEMAS RELATIFS AU CALCUL DE LA CAPACITE DE FILTRAGE

A.N. :

1. Calcul de la valeur de R_s

$$R_s = \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 R_{prim} + R_{sec} + 2R_D$$

$$R_{prim} = 17,4 \text{ ohm}$$

$$R_{sec} = 1,1 \text{ ohm}$$

On prendra approximativement $R_D = 10 \text{ ohm}$

$$\text{d'où } R_s = 26,27 \text{ ohm}$$

2. Calcul de la capacité C_4 :

Le calcul de C_4 se fera par le graphe illustré en figure (III.17.a) donnant le rapport de conversion $\frac{V_c}{V_m}$ en fonction du produit $R_{ch} \cdot C \cdot W$ avec le rapport $\frac{R_s}{R_{ch}}$ en paramètre.

Le rapport de conversion vaut pour une tension de sortie continue de 165V.

$$\frac{V_c}{V_m} = 0,972 = 97,2\%$$

La résistance de charge mesurée est égale à $R_{ch} = 120 \text{ Ohm}$

D'où le rapport $\frac{R_s}{R_{ch}} = 21,89\%$

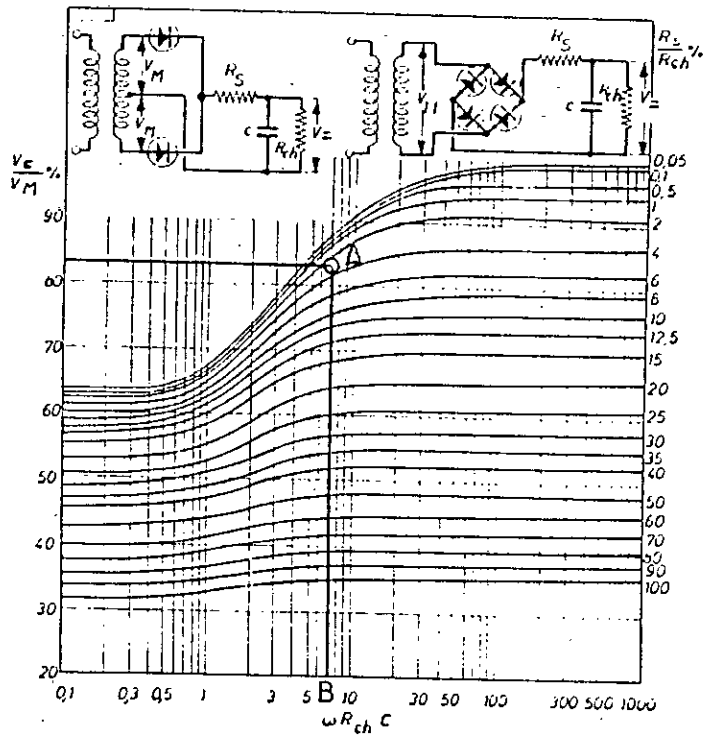


FIGURE III.17-a CALCUL DE LA CAPACITE DE FILTRAGE

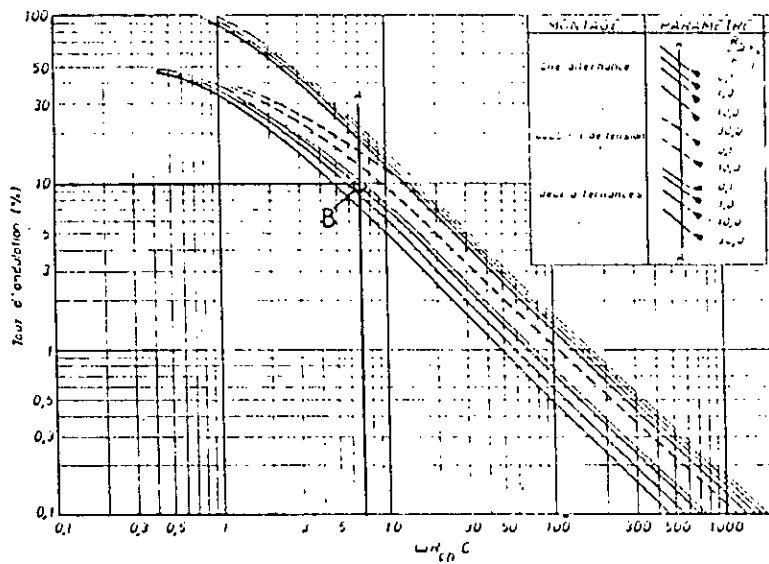


FIGURE III.17b CALCUL DU POURCENTAGE D'ONDULATION

Donc pour un rapport de conversion de 97,2 % et pour le rapport $\frac{R_s}{R_{ch}} = 21,89\%$ on trouve pour $\omega \cdot R_{ch} \cdot C_4 = 78,2rd$, $C_4 = 1037\mu F$.

R_{ch} s'exprime en ohm et C_4 en Farads,

$$\omega = 2\pi f \quad (\text{réseau})$$

En pratique nous utilisons une capacité de $1100\mu F$ résultant de la mise en série de deux capacités de $2200\mu F$.

3.b.2 Calcul du taux d'ondulation

A partir de la valeur $R_{ch} \cdot \omega \cdot C_4$ trouvée précédemment, nous allons vérifier si le taux d'ondulation 'r' n'est pas trop élevé.

Du graphe illustré en figure (III.17.6), nous tracerons la verticale correspondant à $R_{ch} \cdot \omega \cdot C_4$ trouvée au préalable.

Cette droite coupe la courbe représentative du rapport $\frac{R_s}{R_{ch}}$ en un point B dont l'ordonnée correspond au taux d'ondulation, qui vaut dans notre cas $r = 0,75\%$.

Connaissant V_c nous trouvons la valeur crête de la tension d'ondulation.

$$V_{\text{ondulation (crête)}} = \left(\frac{V_c \cdot \sqrt{2} \cdot r}{100} \right)$$

A.N. :

$$V_{\text{ondulation (crête)}} \approx 0,17V$$

3.c. Etage de régulation

Cette étage est illustré en figure (III.18).

Les données nécessaires pour le calcul des éléments de cette étage sont les suivants :

- $V_D = 0,6V$
- $V_Z = 12V$
- $V_S = 165V$
- $R_{10} = 10 \text{ Kohm}$
- Caractéristiques du transistor :
 $\beta = 200$ et $V_{BE} = 0,7V$
- $I_Z = 50 \text{ mA}$

On suppose $I_B \approx \frac{1}{10} I_P$ (pour cela, on négligera I_B devant I_P)

On choisira pour notre part, $I_Z = 40 \text{ mA}$

a) Calcul de R_9

On a $R_{10} = \alpha 10$ (Kohm)

avec $0 \leq \alpha \leq 1$

La loi de maille (I) donne :

$$(R_9 + \alpha R_{10}) I_P + V_D = V_{BE} + V_Z$$

$$\text{Pour } \alpha = 0 \text{ on a } R_9 I_{P_{\max}} + V_D = V_{BE} + V_Z$$

$$\text{De plus on a : } I_P = 10 I_B = 10 \frac{I_E}{(\beta + 1)} = 10 \frac{I_Z}{(\beta + 1)}$$

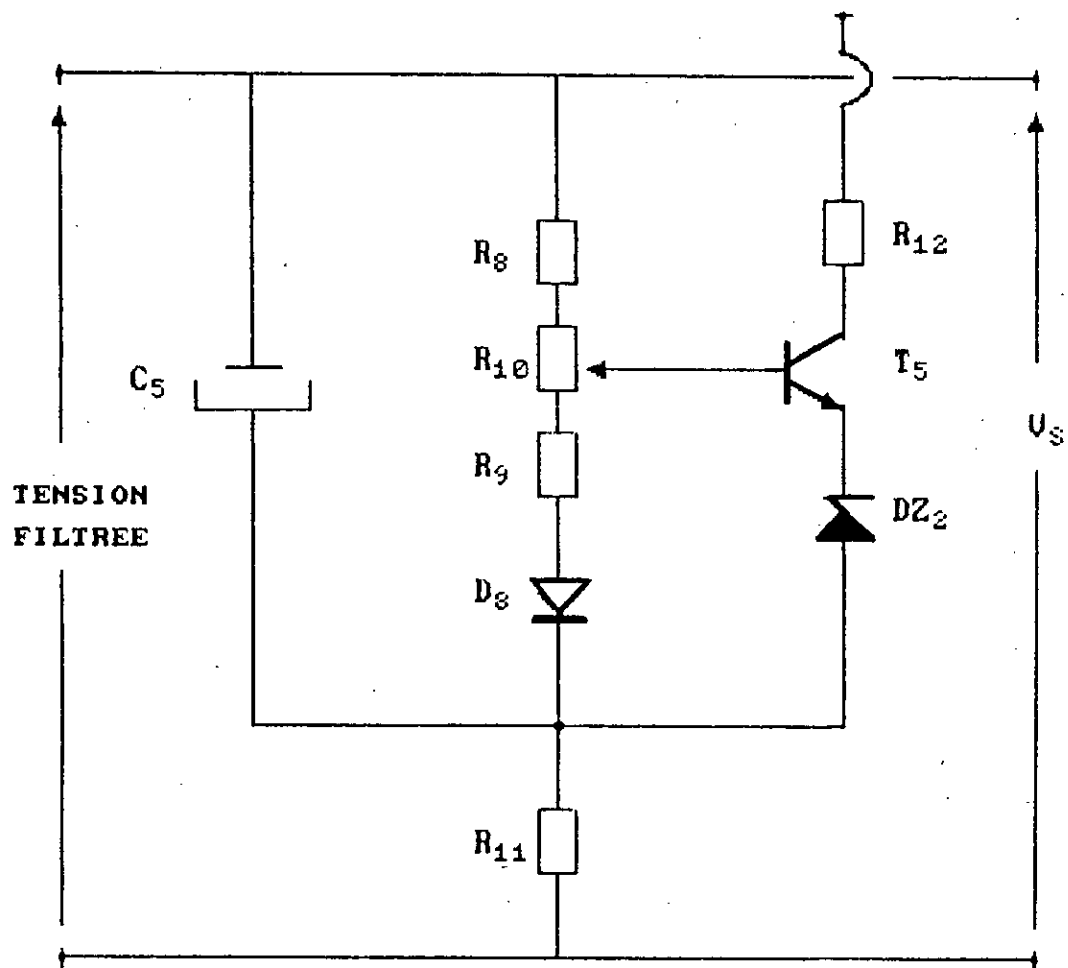


FIGURE III-18 : ETAGE DE REGULATION

Et donc, $I_p = 1.99 \text{ mA}$

d'où $R_9 = 6 \text{ Kohm}$ (R_9 résultera de la mise en série de deux résistances de $4,7 \text{ Kohm}$ et de $1,5 \text{ Kohm}$).

Donc $I_{pmax} = 2,01 \text{ mA}$

et $I_{zmax} = 40.5 \text{ mA}$

b) Calcul de la puissance dissipée dans la résistance R_{11}

$$P_{R11} = R_{11}(I_z + I_p)^2$$

Si on prend $R_{11} = 2,2 \text{ Kohm}$

On en déduit

$$P_{R11} = 3,97 \text{ w}$$

d'où $V_{R12} = 93,52 \text{ V}$

c) Calcul de R_8

$$V_{CS} = (R_9 + R_{10} + R_8)I_p + V_D$$

$$V_{CS} = V_S - V_{R11} = 71,48 \text{ V}$$

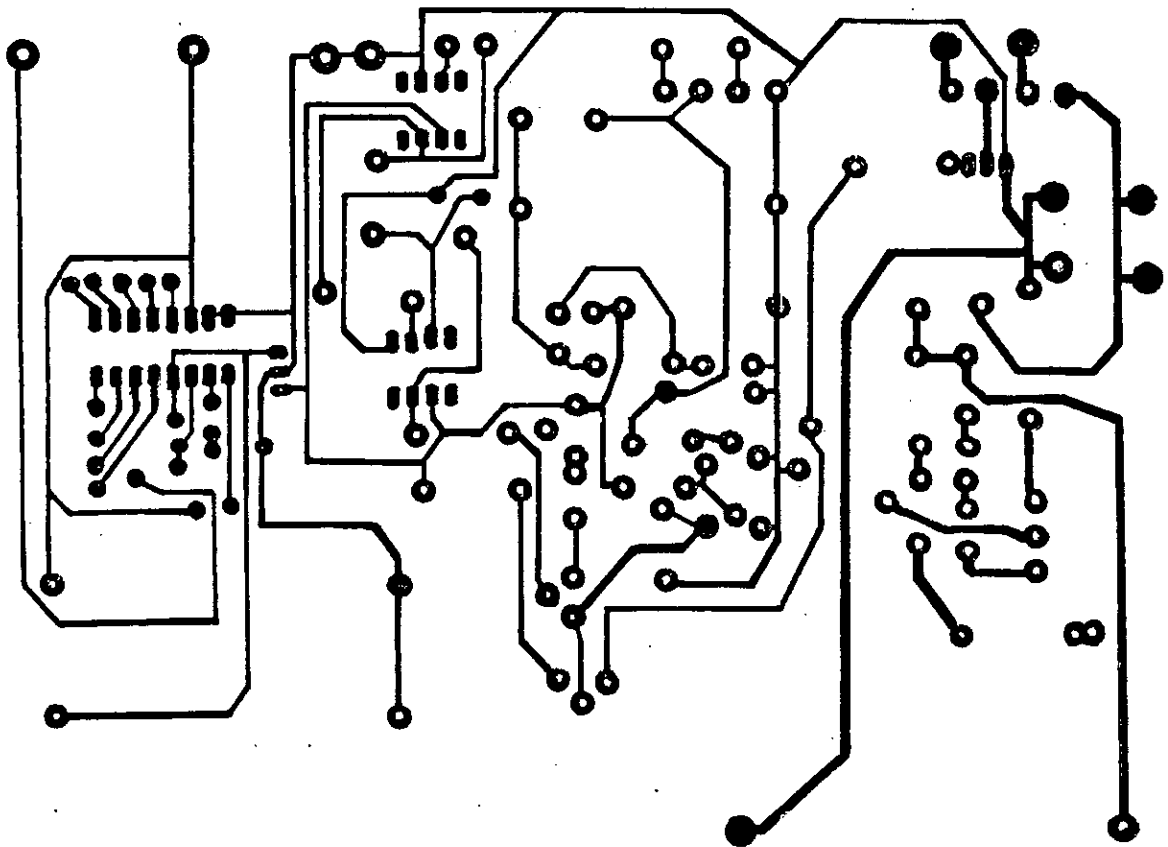
$$\text{donc } R_9 + R_{10} + R_8 = \frac{V_{CS} - V_D}{I_p} = 35,6 \text{ Kohm}$$

d'où $R_8 = 19,6 \text{ Kohm}$

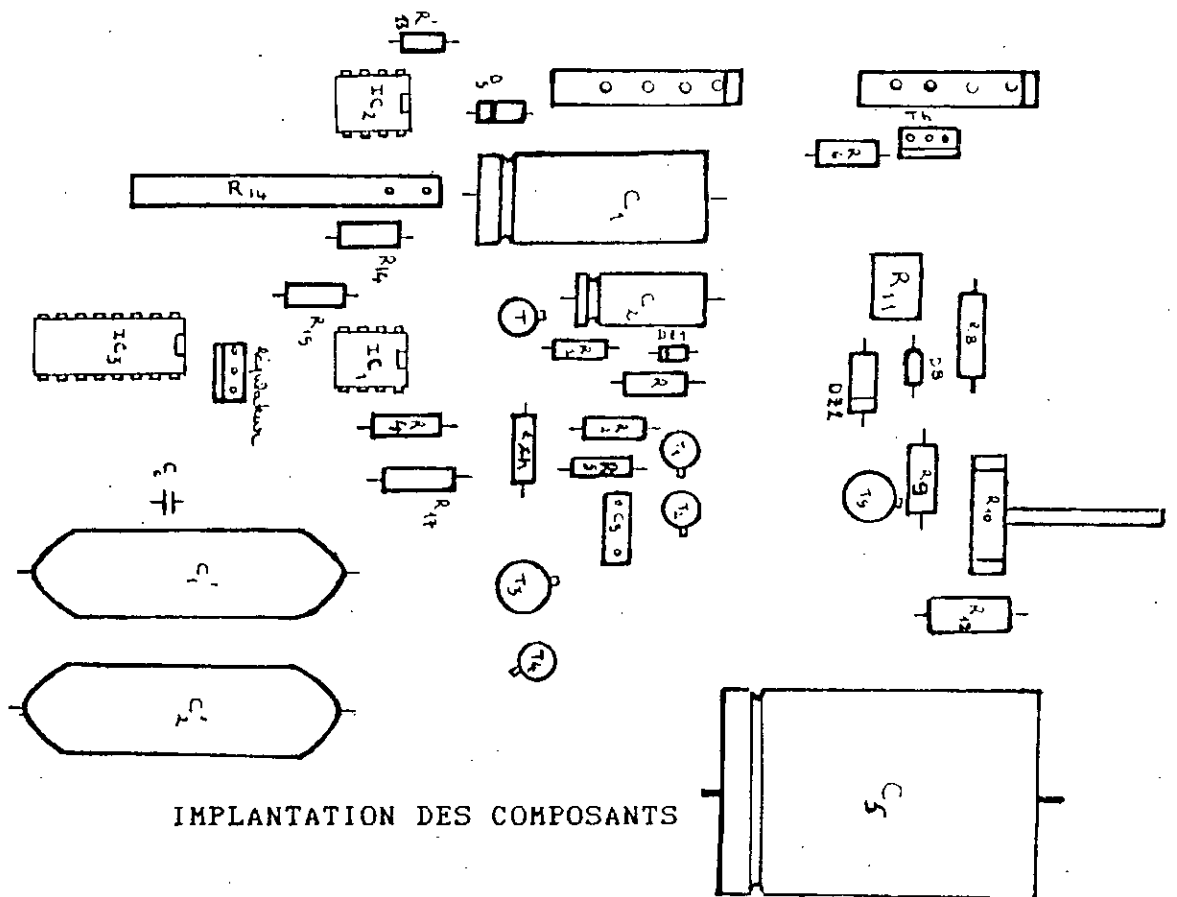
On prend alors

$$R_8 = 22 \text{ Kohm}$$

4 - DETAILS DE REALISATION A L'ECHELLE :



TRACE DU CIRCUIT IMPRIME



IMPLANTATION DES COMPOSANTS

5-NOMENCLATURE:

2 straps

RESISTANCES :

R_{ch} , R_1 : 2 x 3.3 K Ω

R_2 : 150 K Ω

R_3 : 47 K Ω

R_4 : 22 Ω

R_6 : 82 Ω

R_8 : 10 K Ω

R_7 : 4.7 Ω

R_9 , R_{17} : 2 x 5.1 K Ω

R_{11} : 2.2 K Ω 5W

R_{12} : 4.7 K Ω

R_{13} : 2.2 K Ω

R_{14} : 1.5 K Ω

R_{15} : 15 K Ω

POTENTIOMETRES :

R_{10} : 10 K Ω (linéaire)

R_{16} : 2.2 K Ω (linéaire)

CONDENSATEURS:

C_1 : 470 μ f/25V

C_2 : 100 μ f/25V

C_3 : 0.33 μ f/16V

C_4 : 1100 μ f/160V

C_5 : 47 μ f/160V

C_1' , C_2' : 2 x 0.1 μ f

CIRCUITS INTEGRES:

IC_1 , IC_2 : μ A 741

IC_3 : DAC0800

Régulateur 7805

SEMI-CONDUCTEURS :

Transistors:

T_1 , T_2 : 2N2222

T_3 : PNP BC557

T_4 : UJT 2N2646

Diodes :

D₁ à D₄ : pont BC46C 1500 /1000

D₅ : BY527

D₈ :BYX10

DZ₁ :BZY 13

DZ₂ :PL 12Z

Thyristor :

TIC 1060

DIVERS :

Transformateur 17V,120V/ 1A

CHAPITRE IV

Essais et mesures

Ce chapitre sera consacré aux tests finaux, c'est à dire à la mesure des principaux paramètres une fois l'alimentation réalisée.

Parmi ces derniers, on pourra mesurer :

1. La sortie continu
2. L'ondulation résiduelle à pleine charge
3. La stabilisation sur réseau
4. La régulation à vide et à pleine charge

Notons que notre alimentation a été conçue pour fournir une tension réglable entre 9 et 165 V.

IV.1 MESURE DE LA TENSION DE SORTIE CONTINUE

Une fois le câblage de l'alimentation effectué, il pourra être nécessaire d'ajuster la tension de sortie afin que la valeur de sortie soit conforme à celle introduite et ce au moyen du potentiomètre du régulateur.

Cette tension de sortie doit-être mesurée et ajustée lorsque l'alimentation est à pleine charge.

Celle ci a été déterminée expérimentalement en branchant un rhéostat au secondaire du transformateur et en faisant varier sa valeur.

Nous surveillons à l'aide d'un voltmètre la tension à ces bornes.

Dés que celle ci chute de 10 % de la valeur nominale, la résistance lue correspond à la pleine charge. Elle est alors égale à 120 ohm.

IV.2 MESURE DE L'ONDULATION RESIDUELLE A PLEINE CHARGE.

L'amplitude crête à crête de l'ondulation résiduelle peut être mesurée de manière efficace au moyen d'un oscilloscope.

On doit choisir une sensibilité qui soit en rapport avec la faible tension alternative à mesurer.

Les mesures effectuées ont montré que cette ondulation n'excède pas 35 mV efficace, soit 50 mV d'amplitude maximale, et ce pour toute la gamme de tension permise par notre montage.

Ceci implique un maximum d'ondulation inférieur ou égal à 30,3 %.

IV.3 MESURE DE LA STABILISATION SUR RESEAU

Cette mesure nécessite un appareil de grande sensibilité tel qu'un multimètre à lecture digitale.

Pour la mesure de la stabilisation, l'alimentation doit-être à pleine charge, et l'on doit noter les variations de la tension de sortie pour des variations de plus ou moins 10 % de la tension d'entrée.

Pour pouvoir ajuster la tension alternative d'entrée nous avons utilisé un auto - transformateur, les résultats ont montré que pour une variation de 10 V de la tension délivrée par l'auto transformateur, nous enregistrons une variation correspondante de la tension continue d'alimentation égale à 0,2 V.

Le facteur de stabilisation de notre alimentation est donc de 50 pour 1.

IV.4 MESURE DU FACTEUR DE REGULATION

La régulation de charge est mesurée en maintenant l'entrée alternative constante tout en notant la variation de la tension de sortie, lorsque la charge varie de 120 Ω à sa valeur maximum.

Le facteur de régulation est donnée par :

$$F = \frac{\text{Variation de la tension d'alimentation}}{\text{Tension d'alimentation à vide}} \cdot 100\%$$

$$F = 0,6 \%$$

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION:

L'étude et la réalisation de l'alimentation programmable haute-tension fort-courant, nous a permis d'aborder le vaste monde de l'électronique; monde qui diffère de beaucoup de celui de la théorie. Ceci dit, notre objectif principal était d'alimenter l'électro-aimant disponible au niveau d'un des laboratoires du département.

Malheureusement, nous fûmes limitées par le transformateur utilisé caractérisé par une sortie de 120V/1A qui était cependant, insuffisante pour l'alimentation d'un tel électro-aimant.

Le calcul du transformateur désiré, c'est à dire celui délivrant en sortie des tension et courant de l'ordre de 200V/100A et également la disponibilité de ce dernier permettrait, avec un calcul rigoureux des différents éléments du montage, d'alimenter cet électro-aimant.

Notons que les mesures effectuées par notre alimentation n'ont pu être aussi précises qu'on ne le désirait en raison de la non présence du point décimal sur le clavier du kit utilisé.

Pour améliorer la précision de l'alimentation son l'intervention de l'opérateur pour l'ajustage de la tension et assurer son autonomie, il est nécessaire de concevoir une carte numérique intégrant un clavier à point décimal.

ANNEXE

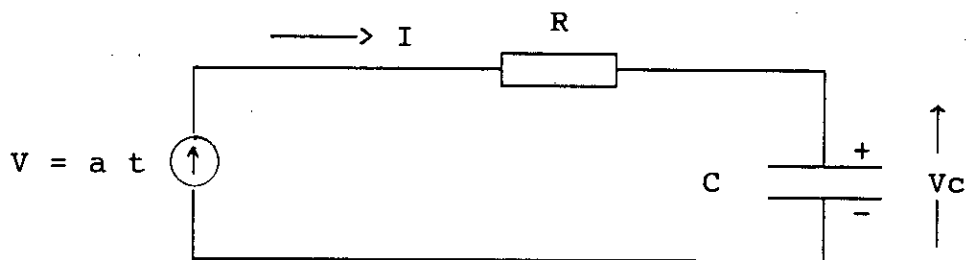
ANNEXE 1

Calcul des instants d'amorçage relatifs
à la synchronisation par diode Zener

Le calcul des instants d'amorçage nécessite la connaissance de la tension aux bornes du condensateur C.

1- Calcul de l'instant t_0 et de la tension V_0 aux bornes du condensateur à cet instant:

Des approximations déduites du chapitre II, et concernant la synchronisation par diode Zener, il résultera le schéma équivalent suivant:



$$\text{La loi des mailles donne : } Ri + V_c = V \quad (1.1)$$

$$\text{Comme } i = \frac{dQ}{dt} = \frac{C dV_c}{dt} \quad \text{et } V = a t \quad (1.2)$$

en remplaçant dans l'équation (1.1), on obtient:

$$R C \frac{dV_c}{dt} + V_c = a t \quad (1.3)$$

C'est une équation différentielle du premier ordre avec second membre, sa solution est de la forme:

$$V_c = V_{c1} + V_{c2} \quad (1.4)$$

Avec

V_{c1} : Solution de l'équation homogène

$$V_{c1} = A \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (1.5)$$

V_{c2} : Solution particulière de la forme

$$V_{c2} = bt + C \quad (1.6)$$

$$\text{Donc } V_c(t) = A \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + bt + C \quad \text{avec } (\tau = RC) \quad (1.7)$$

A, b, C, sont des constantes déterminées par les conditions initiales:

On trouve alors:

$$A = aRC \quad ; \quad b = a \quad ; \quad C = -aRC \quad (1.8)$$

$$\text{On a } V_c = 0 \text{ pour } t = 0 \text{ et donc } A = -C \quad (1.9)$$

La solution générale devient:

$$V_c = at - aRC \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)\right) \quad (1.10)$$

$$\text{A } t = t_0, \text{ on a } V = V_M \sin(\omega t_0) = V_z \quad (1.11)$$

$$\text{D'où } \frac{V_z}{V_M} = \sin(\omega t_0) \quad (1.12)$$

$$\text{Comme } V_z \ll V_M \quad \text{donc } \frac{V_z}{V_M} \ll 1 \quad (1.13)$$

alors

$$\sin(\omega t_0) \cong \omega t_0 \text{ et donc} \quad (1.14)$$

$$t_0 = \frac{V_z}{\omega V_M} \quad (1.15)$$

Calcul de la pente a:

Le condensateur entre 0 et t_0 a été chargé à travers R par la tension $V = a \cdot t$, calculons alors la pente a:

$$\text{comme } V = V_M \sin(\omega t) \quad (1.16)$$

$$\text{On a donc } \frac{dV}{dt} = V_M \cdot \omega \cos(\omega t) \quad \text{Pour } t \neq 0 \quad (1.17)$$

et

$$\frac{dV}{dt} = a = \omega V_M \quad \text{Pour } t = 0 \quad (1.18)$$

$$V_c = \omega V_M t - \omega V_M R C (1 - \exp(-\frac{t}{R C})) \quad (1.19)$$

$$\text{Pour } t = t_0 = \frac{V_z}{\omega \cdot V_M} \quad (1.20)$$

$$V_c = V_z - \omega V_M R C (1 - \exp(-\frac{t}{\omega V_M R C})) = V_0 \quad (1.21)$$

2- Calcul de la charge du condensateur par la tension V_z :

Pour $t > t_0$, $V = a t$ (2.1) sera remplacé par V_z

L'équation différentielle devient alors:

$$R C \frac{d V_c}{d t} + V_c = V_z \quad (2.2)$$

$$\text{avec } t' = 0 \quad \text{pour } t = t_0 \text{ et } V_c = V_0 \quad (2.3)$$

La solution de l'équation différentielle sera:

$$V_c = A \exp \left(- \frac{t'}{R C} \right) + V_z \quad (2.4)$$

$$\text{pour } t' = 0 \quad ; \quad V_c = A + V_z = V_0$$

$$\text{d'où } A = V_0 - V_z \quad (2.5)$$

et donc

$$V_c = V_z - (V_z - V_0) \exp \left(- \frac{t'}{R C} \right) \quad (2.7)$$

3- Calcul de l'instant d'amorçage

A un instant t_1 l'amorçage se produit car :

$$V = V_p = \eta V_{BB} = \eta V_z \quad (3.1)$$

Avec η : Rapport intrinsèque de l'UJT

V_{BB} : Tension interbase

En remplaçant (3.1) dans l'équation (2.7) :

On trouve

$$\eta V_z = V_z - (V_z - V_o) \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right) \quad (3.2)$$

$$(V_z - V_o) \exp\left(-\frac{t_1}{RC}\right) = (1 - \eta) V_z \quad (3.3)$$

et donc

$t_1 = RC \operatorname{Ln} \left(\frac{V_z - V_o}{(1 - \eta) V_z} \right)$
Soit
$t_1 = 2.3 RC \operatorname{Log} \left(\frac{V_z - V_o}{(1 - \eta) V_z} \right)$

(3.3)

Il est évident que depuis l'instant $t = 0$ (voir chronogramme (a)),

il s'est écoulé $t_a = t_o + t_1$ (3.4)

L'angle de retard du thyristor est donné par:

$\theta = 360 \frac{t_a}{T} = 180 \frac{t_a}{(T/2)}$
--

(3.5)

θ est exprimé en degré

ANNEXE 2

PRESENTATION DES SPECIFICATIONS DU MEK6802D5

I.1- DESCRIPTION :

Le MEK6802D5 est un système permettant d'évaluer la capacité de la famille du micro processeur MC6800.

Il est utilisé comme un outil de compréhension des techniques de programmation et pour développer les applications pratiques des micro-processeurs.

Le kit est pourvu d'une zone non utilisée permettant de créer des options supplémentaires.

De plus l'extention à une ROM ou une EPROM de 24 broches est possible.

Pour plus de détail concernant la familiarisation de l'utilisateur avec le MEK6802D5, se référer au diagramme bloc donné en figure 1 ainsi qu'au diagramme localisant les constituants du kit lui même qui est illustré en figure 2.

I.2- CONSTITUANTS:

I.2.1- MICRO-PROCESSEUR MC6800 :

Le micro-processeur génère le système d'horloge, exécute les programmes résidents dans le moniteur, et exécute également les programmes utilisateurs. Il y a 128 bytes de RAM inclus dans le MC6800. Ces derniers se trouvent aux adresses \$0000 à \$007F.

I.2.2 - MONITEUR :

Le moniteur sert à programmer la ROM, qui contiendra la suite des instructions, c'est à dire le programme assurant le bon fonctionnement du système à micro-processeur.

I.2.3 - LE PIA₁ MC6821 :

L'interface parallèle permet de connecter le micro-processeur aux circuits électroniques à commander.

Ces circuits acceptent des échanges de données de type parallèle (8 bits en même temps sur 8 fils parallèles) pour le micro-processeur.

I.2.4 - LE PIA MC6821 :

Le PIA interface le système MEK6802D5 avec l'extérieur. Il comprend deux ports de données bidirectionnels de 8 bits et 4 lignes de contrôle.

I.2.5 - RAM STATIQUE MC6810 :

La RAM statique est utilisée comme mémoire pour le micro-processeur. En effet, elle permet le stockage des données.

I.2.6 - LES AFFICHEURS :

Le système d'affichage est constitué de six afficheurs sept-segments.

I.2.7 - CLAVIER :

L'appui sur une touche génère l'interruption du processeur. Le système pousse alors le processeur à rechercher le code de la touche correspondante.

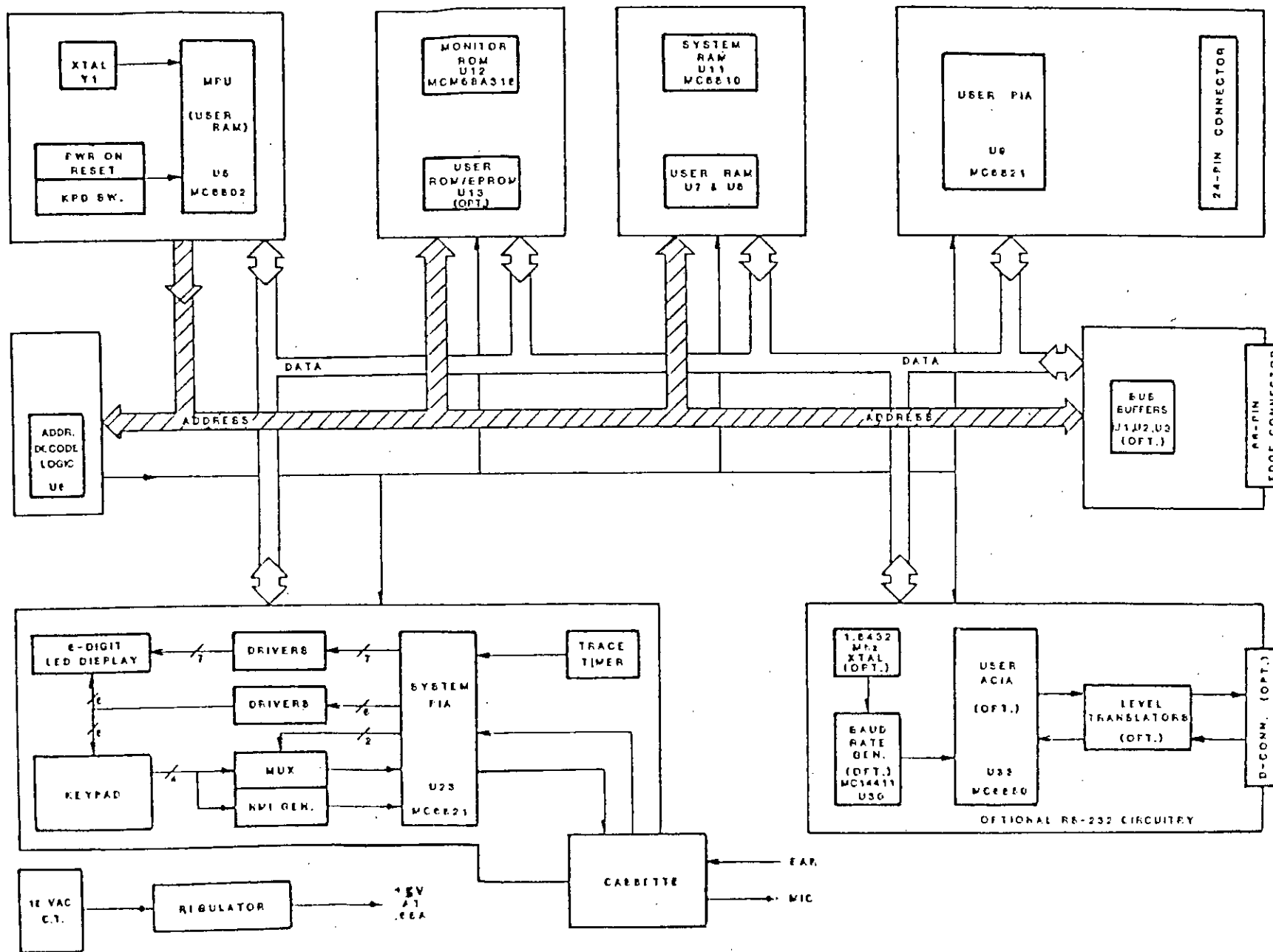
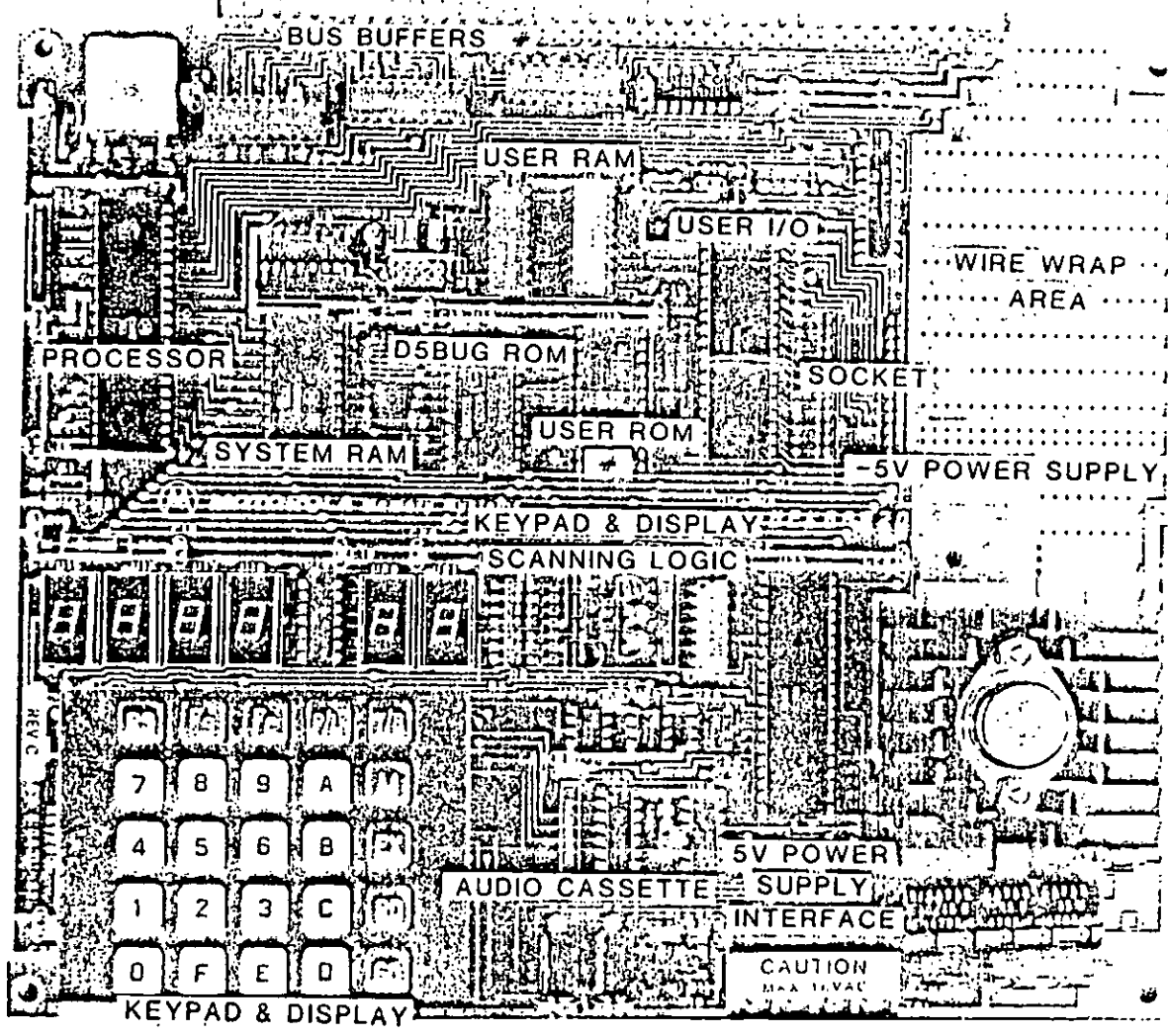
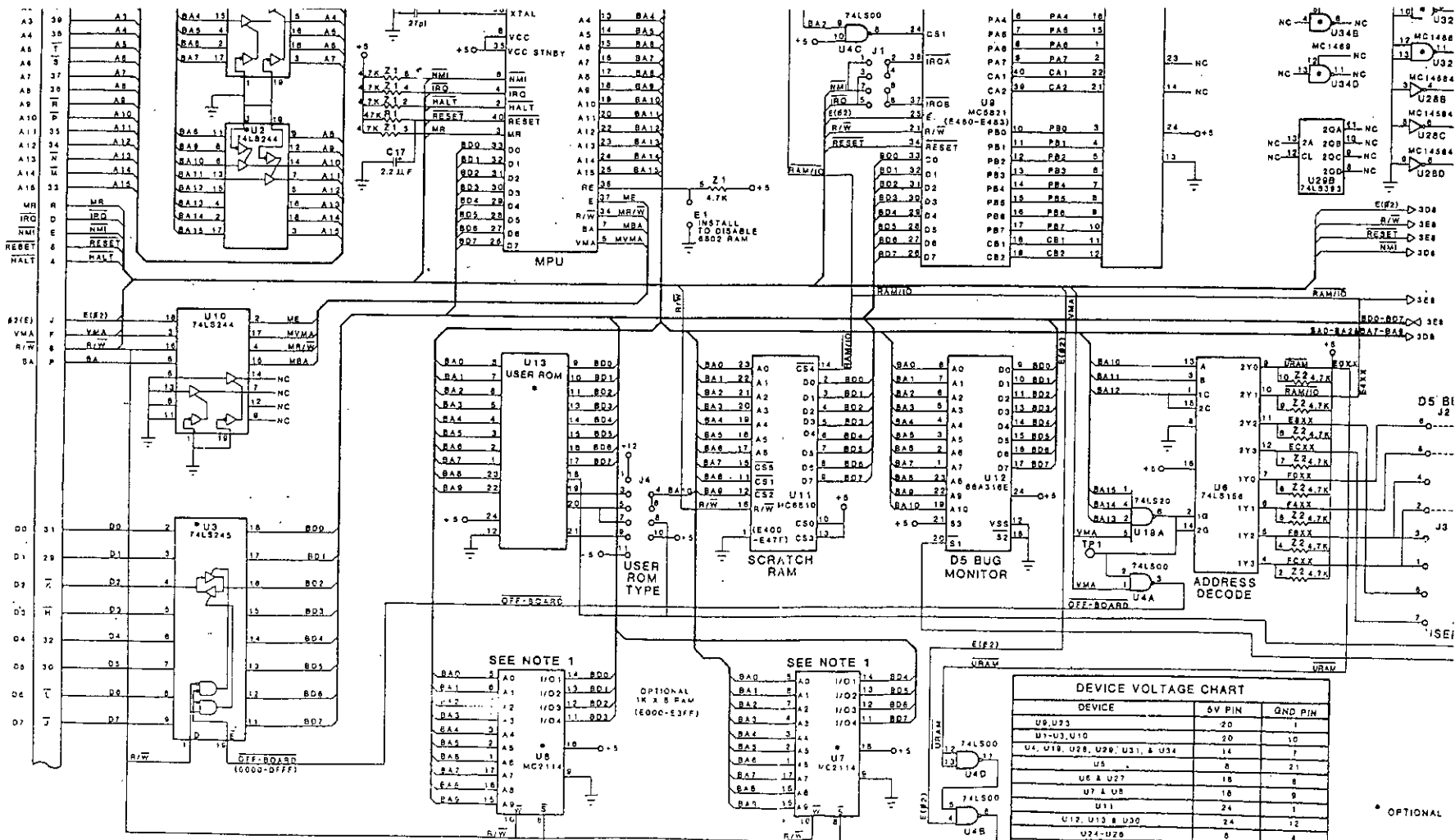


FIGURE .1. BLOCK DIAGRAM



* OPTIONAL COMPONENTS

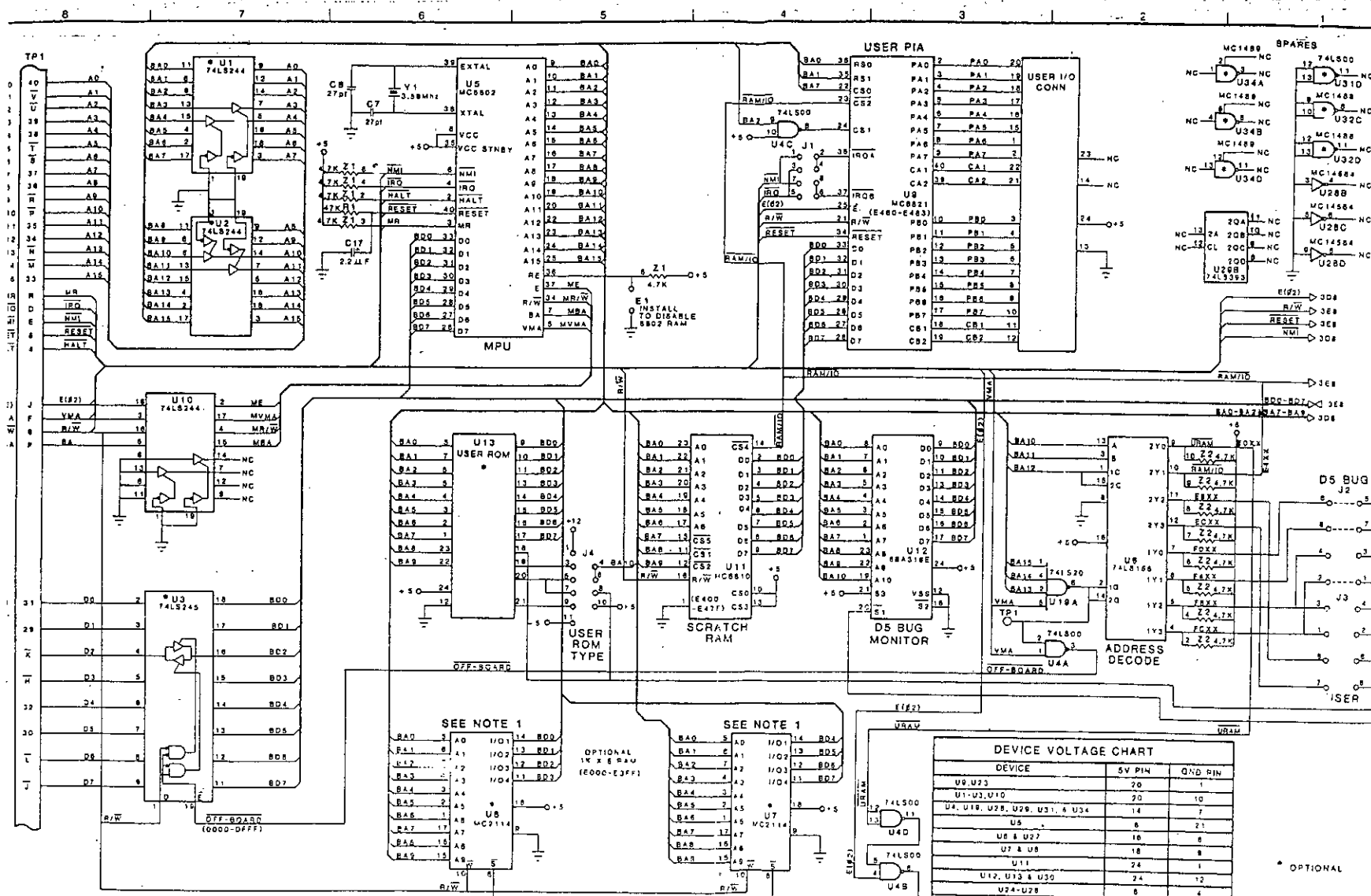
FIGURE .2. COMPONENT FUNCTION LOCATION DIAGRAM



1. U7 AND U8 ARE OPTIONAL FOR THE MEK6802D5,
STANDARD FOR THE MEK6802D5E.

DEVICE	5V PIN	GND PIN
U9, U23	20	1
U1-U3, U10	20	10
U4, U18, U28, U29, U31, & U34	14	7
U5	8	21
U6 & U27	18	8
U7 & U8	18	9
U11	24	1
U12, U13 & U30	24	12
U24-U26	8	4
U33	12	1
DEVICE	*12V	-12V GND
U32	14	7

FIGURE 5.1 SCHEMATIC DIAG
(SHEET 2 OF 3) 5



1. U7 AND U8 ARE OPTIONAL FOR THE MEK6802D5,
STANDARD FOR THE MEK6802D5E.

DEVICE	5V PIN	GND PIN
U9, U23	20	1
U1, U3, U10	20	10
U4, U16, U26, U29, U31, & U34	14	7
U5	8	21
U6 & U27	10	8
U7 & U8	18	8
U11	24	1
U12, U13 & U30	24	12
U24, U28	8	4
U33	12	1
DEVICE	+12V	-12V GND
U32	14	1 7

* OPTIONAL

ANNEXE 3

CRACTERISTIQUES ET BROCHAGE DU CONVERTISSEUR

Le rôle du convertisseur DAC (Digital - to Analog Converter) est de transformer une entrée digitale en un signal analogique. Pour mettre en oeuvre cette transformation, de nombreux principes ont été adoptés, parmi lesquels :

- Convertisseur DAC à sommation de courant,
- Convertisseur DAC à sommation de courant d'un nombre BCD,
- Convertisseur BCD à réseau en échelle,
- Convertisseur DAC à réseau en échelle.

Le convertisseur utilisé dans notre réalisation (DAC 0800) obeît à ce dernier principe, pour cela nous allons en donner une description assez brève.

Ce type de convertisseur utilise un réseau diviseur de tension R-2R dont le schéma de principe est illustré en figure 3.1. Notons que la variation de la combinaison d'entrée agit sur le courant de sortie du convertisseur.

Il importe de convertir le courant en une tension (rappelons que la sortie du DAC sert à commander le potentiel de la base de T³ dans notre montage) . cette conversion est assurée par un amplificateur opérationnel. (C'est le rôle de IC¹ dans le schéma complet de notre alimentation)

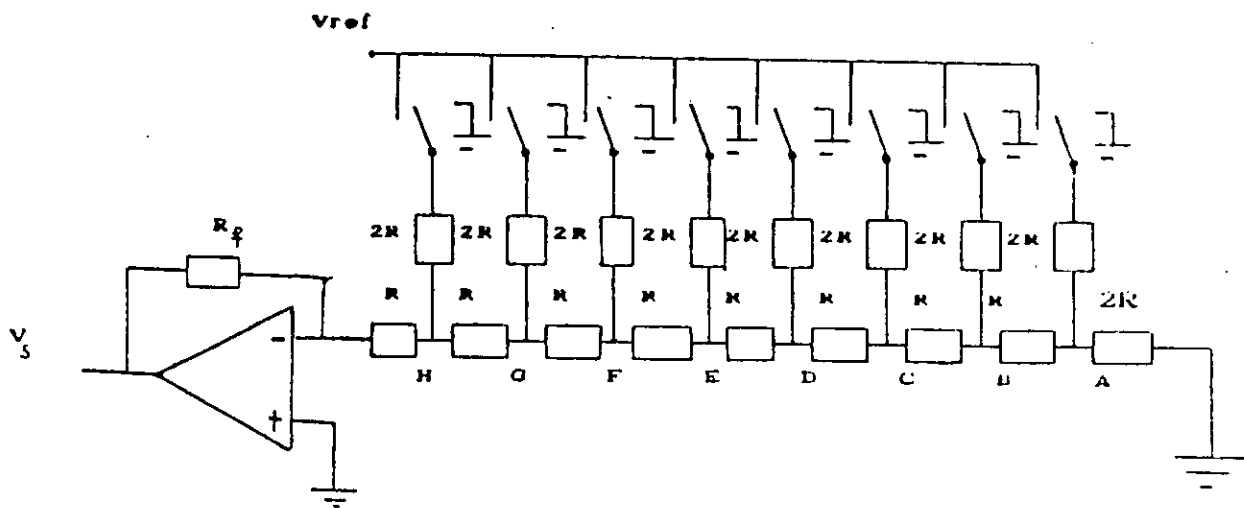
A partir de la figure 3.1, on démontre aisément que:

$$V_s = -2^{-n} \frac{V_r}{3R} R_f N \quad (1) \quad 3 \cdot R$$

où N est la valeur digitale appliquée à l'entrée et n est le nombre de bits.

La figure 3-2 présente le brochage du DAC0800 ainsi que son schéma interne.

(1) Pour la démonstration, voir livre : " Micro-processeurs et périphériques " cité en référence bibliographique.



a. CNA a echelle R-2R.

Fig.3-1 SCHEMA DE PRINCIPE DU DIVISEUR DE TENSION R-2R

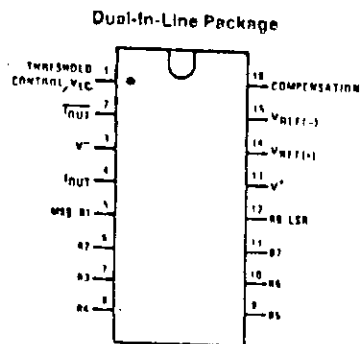


Fig.3-2.a BROCHAGE DU DAC 0800

Equivalent Circuit

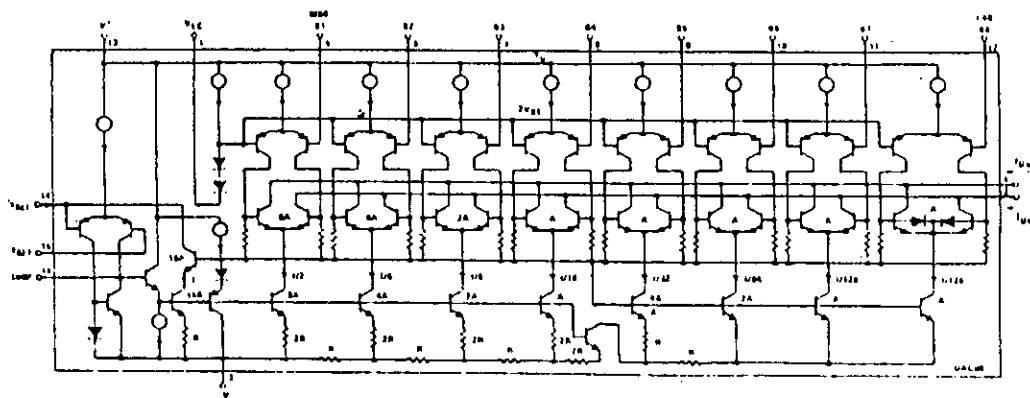


Fig.3-2.b SCHEMA INTERNE

BIBLIOGRAPHIE :

LIVRES :

1- ALIMENTATIONS ELECTRONIQUES.

R.DAMAYE

C.GAGNE

Edition Radio

1- REDRESSEMENT

Tom II: Réglage de phase par thyristor
et applications

COLLECTION MOUNIC

Edition Foucher

3- L'EMPLOI DES MICROPROCESSEURS

Edition Masson

1982

4- PRINCIPES DE L'ELECTRONIQUE

MALVINO

Edition Mc.Graw Hill

1980

5- ELECTRONIQUE DIGITALE

Tome II Microprocesseur et périphériques

S.MENASER

Edition Info-Z 1990

6- LE DEPANNAGE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES

H.MOSTEFAI M.BENALEGUE

Editions Lamine

REVUE :

LE HAUT PARLEUR

Janvier 1993

THESE :

ETUDE ET REALISATION D'UNE ALIMENTATION

PROGRAMMABLE A BASE DU MICROPROCESSEUR MC6802

M. MAZOUZ

Promotion 1993

AUTRE : MANUEL DU KIT MEK6802D5 MOTOROLA.

ERRATA

Localisation	Page / Ligne	Erreur	Correction
Summary	2	laboraterise	laboratories
Summary	1	realisation	realization
Sommaire CHAP. III	4	Calcul des différents éléments de notre alimentation	calcul des éléments des différents étages de l'alimentation
Sommaire ANNEXE 2	24	MEK6805D5	MEK6802D5
2.b-Synchronisa- tion par transistor	19	$I_c \neq I_e$	$I_c \neq I_e$
2.b - bis	19	$I/C_3 = V_p$	$I/C_3 \cdot t = V_p$
3.b.1	21	$V_{\text{moy}} = (V_{\text{moy}})_0 \cdot \frac{1 + \cos \theta}{2}$	$V_{\text{moy}} = (V_{\text{moy}})_0 \cdot \frac{1 + \cos \theta}{2}$
3.b.2 (3.4)	21	$(V_{\text{eff}})_0 = V_m / \sqrt{2}$	$(V_{\text{eff}})_0 = V_m / \sqrt{2}$
3.b.2 (3.4)	21	$V_{\text{eff}} = (V_{\text{eff}})_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}}$	$V_{\text{eff}} = (V_{\text{eff}})_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\theta}{\pi} + \frac{\sin 2\theta}{2\pi}}$
III.2 Réalisation	36	R_{16}	R_{14}
3.a.1	39 4	$R = 47K\Omega$	$R_3 = 47K\Omega$
3.a.2	39	$R_4 = 100\Omega$ $R_5 = 22\Omega$	$R_5 = 100\Omega$ $R_4 = 22\Omega$

Lieu et Localisation	Page ligne	Erreur	Correction
3. b. 2	47 10	fig (III.17.16)	fig (III.17.b)
b)	50 11	V_{R12}	V_{R11}
4. b	23 11	$I_{choc} = 5A$ $R_s = 33.4\Omega$	$I_{choc} = 7A$
Nomenclature	52	R_{16} R_{14}	R_{14} R_{16}
Schéma du montage	11 46	T_3 NPN	T_3 PNP
Figure 2	4	Diode	Diode Zener
Conclusion	3	monde de l'électronique;	monde de l'électronique pratique