

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : Génie - **Electricité**  
المدرسة الوطنية للتكنولوجيا  
BIBLIOTHEQUE - المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**SUJET**

ETUDE ET REALISATION  
D'UNE ALIMENTATION  
A DECOUPAGE PAR TRANSISTOR

Proposé Par :  
Hemici . b

Etudié par :  
Bentahar . t  
Heniat . h

Dirigé par :  
Hemici . b

PROMOTION : JUIN 88

## REMERCIEMENTS

Nous remercions notre promoteur Monsieur; B. HEMICI ,  
MM. TRIKI et BENHAMLA pour leurs aides , et tous  
ceux qui ont contribué à notre formation .

## DEDICACES

A ma chère mère, qui a souffert pour  
me voir ainsi ;

A la mémoire de mon père ;

A mes frères et sœurs ;

ET à tous mes amis .

H. HENIAT

A la mémoire de mon père

A ma chère mère

A mes frères et sœurs

A mes neveux et nièces

et tous mes amis .

Bentahar, T.  
B. J.

# SOMMAIRES

|   |    |
|---|----|
| <u>Chapitre I.</u> - Introduction.....  | 1  |
| I.1 Avantages d'une alimentation à découpage.....                               | 2  |
| I.2 Principe de fonctionnement.....   | 3  |
| I.3 Choix de la fréquence.....  | 4  |
| <br>  |    |
| <u>Chapitre II.</u> - Type De Convertisseur.....                                | 6  |
| II.1 Principe de fonctionnement des Convertisseurs.....                         | 6  |
| II.1.1 Le convertisseur " Fly - Back".....                                      | 6  |
| II.1.2 Le convertisseur " Forward".....   | 7  |
| II.1.3 Les convertisseurs Symétriques.....                                      | 9  |
| II.2 Choix du type de convertisseur.....  | 11 |
| <br>  |    |
| <u>Chapitre III.</u> - Transistor De Puissance En Régime De<br>Commutation..... | 13 |
| III.1 Caractéristiques d'un transistor.....                                     | 13 |
| III.2 Les limites de fonctionnement.....  | 14 |
| III.2.1 Etats stables de fonctionnement.....                                    | 14 |
| III.2.2 Commutations.....   | 15 |
| III.2.3 Aires de sécurité.....  | 19 |
| III.3 Principes des circuit d'aide à la Commutation.....                        | 21 |
| III.4 Méthodes de protection du transistor.....                                 | 24 |

|         |   |    |
|---------|---|----|
| III.4.a | méthode basée sur la détection de désaturation.....                         | 24 |
| III.4.b | méthode basée sur la détection de la variation de la tension $V_{BE}$ ..... | 25 |

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
 المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
 Ecole Nationale Polytechnique

|                     |  |    |
|---------------------|--|----|
| <u>Chapitre IV.</u> | - Les Ferrites Dans Les Alimentations à Découpage.....   | 26 |
| IV.1                | Caractéristiques des ferrites.....                       | 26 |
| IV.2                | Les pertes fer dans les ferrites.....                    | 27 |
| IV.3                | Disposition des enroulements dans le transformateur..... | 30 |

|                    |  |    |
|--------------------|--|----|
| <u>Chapitre V.</u> | - Régulations Des Alimentations à Découpage..... | 32 |
| V.1                | Généralités.....                                 | 32 |
| V.2                | CI - TDA 4600 ' Monolithique '.....              | 35 |

|                     |   |    |
|---------------------|---|----|
| <u>Chapitre VI.</u> | - Réalisation Du Transformateur.....    | 40 |
| VI.1                | Section du noyau du transformateur..... | 40 |
| VI.2                | Les enroulements.....                   | 40 |
| VI.3                | Sections des fils.....                  | 43 |

|                      |   |    |
|----------------------|---|----|
| <u>Chapitre VII.</u> | - Réalisation De L'alimentation à Découpage " Fly - Back "..... | 45 |
|----------------------|---|----|

|        |  |    |
|--------|--|----|
| VI.1   | Introduction.....                          | 45 |
| VI.2   | Principe de fonctionnement du circuit..... | 47 |
| VI.3   | Fonctionnement du circuit.....             | 48 |
| VI.3a  | Au démarrage.....                          | 48 |
| VI.3.b | En régime établi.....                      | 49 |
| VI.3.c | En régime de sécurité.....                 | 50 |
| VI.3.d | En régime de veille.....                   | 51 |
|        | Conclusion.....                            | 53 |
|        | Bibliographie.                             |    |

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

PREMIERE PARTIE  
ETUDE  
THEORIQUE

## CHAPITRE I

## INTRODUCTION

Les alimentations traditionnelles se composent d'un transformateur assurant la séparation du secteur et l'obtention de la tension désirée, d'un redresseur et son filtrage et d'une régulation pour stabiliser la tension de sortie, Présentent un rendement (au environ de 50%) dépassant rarement 50%.

Ce rendement est faible. Le volume occupé par le dispositif et le poids qui en découle sont souvent considérés comme un handicap sérieux dans la majorité des utilisations actuelles.

Pour améliorer ces inconvénients, les chercheurs ont mis sur le marché, depuis quelques années, une alimentation qui présente un excellent rendement et occupe un faible volume en comparaison avec le premier type d'alimentation.

Les alimentations à découpage ont acquis beaucoup de notoriété au cours de ces dernières années, grâce aux avantages qu'elles offrent. On les trouve aujourd'hui dans tous les secteurs d'activités : grands public (TV, ...), industries, instrumentation, transport et en informatique ou elles représentent un marché dominant avec une sortie 5V, et plusieurs kilowatts.

## I.1. Avantages d'une alimentation à découpage.

- Parmi les avantages que présente une alimentation à découpage par rapport à une alimentation traditionnelle, nous citons :

1. Un faible poids (20 à 50%);
2. Un faible volume (25 à 50%);
3. Un excellent rendement (jusqu'à 90%);
4. Une bonne régulation des tensions (inférieure à 2%);
5. Plusieurs tensions de sortie;
6. Une moindre dépense en moyens de filtrage;
7. Une séparation galvanique des sorties de l'alimentation;
8. Possibilité d'obtenir une tension de sortie inférieure, supérieure ou inverse de celle d'entrée.

- Grâce à ces avantages, les alimentations à découpage s'imposent chaque fois que l'on a besoin de la puissance sous un faible volume ainsi que d'un excellent rendement, mais elles présentent toute fois quelques défauts vis-à-vis des alimentations "linéaire" qui sont :

1. les circuits sont plus complexes et donc plus difficiles à mettre en œuvre;
2. le fait de commuter des courants à fréquence élevée, génère des parasites qui se réinjectent dans le secteur;

3. le taux d'ondulation en sortie ainsi que le bruit sont plus élevés, ce qui oblige à réaliser un filtrage plus efficace. Pour ces mêmes raisons, le découpage ne convient pas à l'alimentation des circuits analogiques;
4. L'implantation et le câblage des divers éléments obligent à prendre quelques précautions.

### I.2. Principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage.

- La figure ci-dessous donne le bloc diagramme d'une alimentation à découpage :

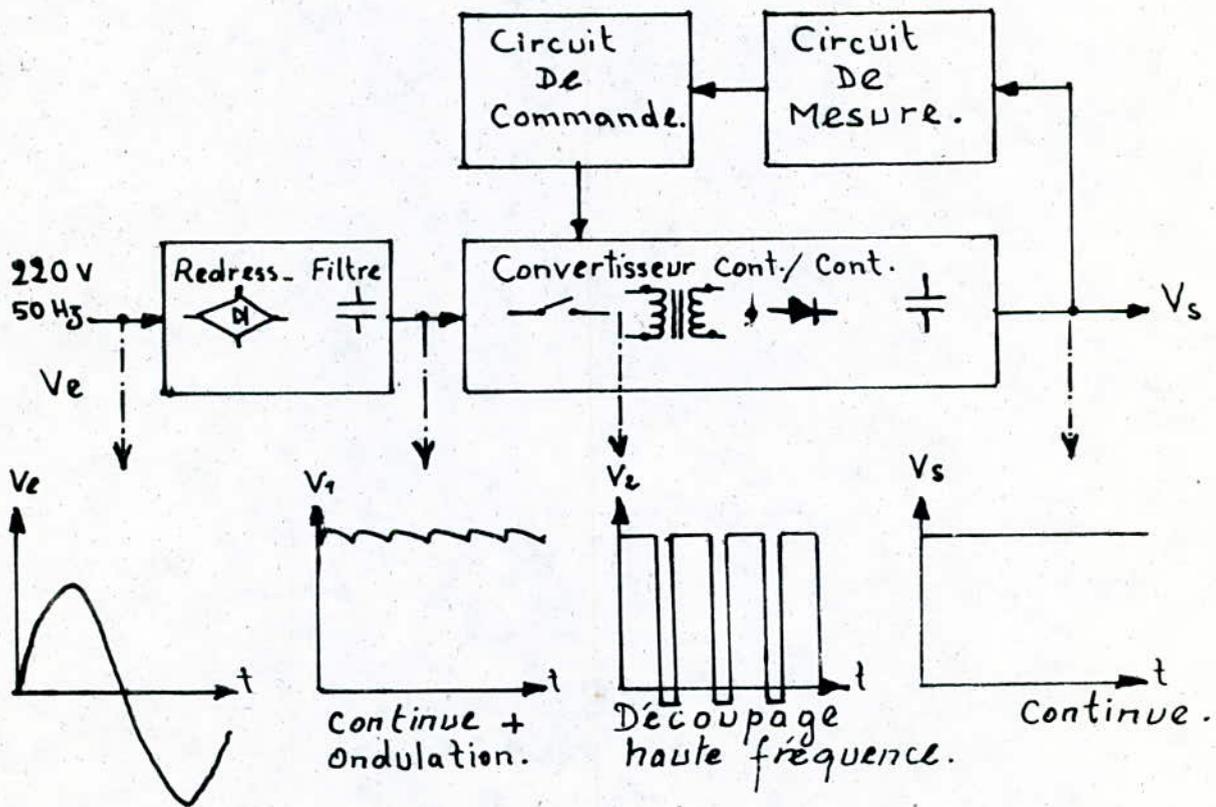


Fig 1 - Bloc Diagramme D'une Alimentation à découpage.

... La tension du réseau (220V - 50 Hz) est redressée puis filtrée, La tension Continue résultante est appliquée à un Convertisseur Continu qui travaille généralement à une fréquence élevée. La tension Continue découplée est appliquée au primaire d'un transformateur; La tension secondaire est redressée puis filtrée pour fournir la tension de sortie désirée. Cette dernière doit être régulée en fonction des fluctuations du Secteur et des variations de la charge. Pour cela, nous prélevons une partie de la tension de sortie pour l'appliquer au circuit de mesure qui ajuste le rapport cyclique du transistor de puissance de manière à réguler la tension de sortie.

### I.3. Choix de la fréquence.

- Le choix de la fréquence de découpage dépend de la puissance d'alimentation. La tendance actuelle est d'augmenter la fréquence pour diminuer le poids et les dimensions du noyau. En tenant compte des caractéristiques des composants actifs et passifs, le choix optimal de la fréquence de commutation se situe dans une gamme de 50 à 100 KHz. Au dessus de 100 KHz qui est une valeur optimale, nous rencontrons des problèmes tels que augmentation des pertes dans le noyau et le rayonnement électromagnétique. Donc, dans cette gamme de fréquence, la taille du transformateur, son coût, l'inductance de sortie, ainsi que la masse

des conducteurs seront réduits . Par contre les problèmes des parasites et de rayonnement deviennent difficiles à résoudre .

# CHAPITRE II

## TYPE DE CONVERTISSEUR

- Le convertisseur peut être conçu selon deux principes : Symétrique ou asymétrique. Dans la famille de convertisseurs asymétriques, il existe deux circuits principaux :

1. le convertisseur asymétrique à récupération d'énergie dénommé "fly-back";
2. le convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie connu sous l'appellation "forward".

### II.1. Principe de fonctionnement des Convertisseurs.

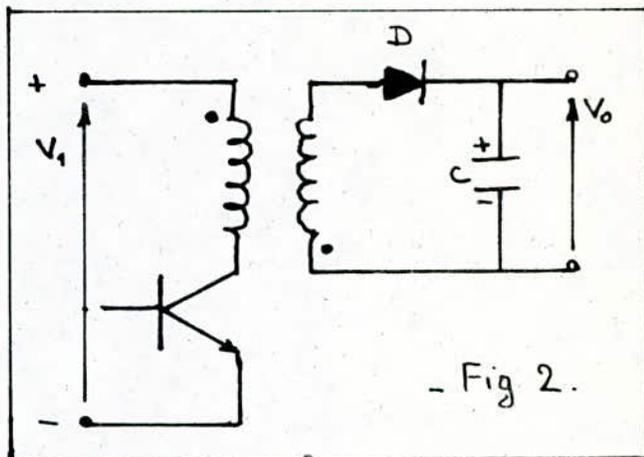
#### II.1.1. Le Convertisseur "fly-back".

- Dans ce type de convertisseur, l'énergie est stockée dans le transformateur, sous forme d'énergie magnétique, pendant la phase de conduction du transistor, par suite de la polarité du secondaire et la présence de la diode D qui bloque le passage du courant (fig 2).

Par contre, pendant la phase de blocage du transistor, cette énergie est transmise, à travers la diode D qui est devenue conductrice, au condensateur C qui se charge. Pendant la nouvelle période de conduction du transistor, le condensateur C maintient une tension constante aux bornes de la charge.

- Pour un rapport cyclique  $\delta = 0.5$ , la tension  $V_{ce\max}$  du transistor est égale au double de la tension d'entrée  $V_1$ .

Ces convertisseurs sont les plus simples et les moins onéreux. Ils sont en général utilisés pour des puissances jusqu'à 200 W et des tensions de sortie supérieures à 10 V.



Ils conviennent très bien pour les applications nécessitant plusieurs tensions de sortie. Ce qui limite ce type de convertisseur, c'est la construction du transformateur qui doit avoir un couplage serré entre l'enroulement primaire et l'enroulement secondaire, c'est-à-dire une faible inductance de fuite. On reproche aussi à ce type de convertisseur, une ondulation résiduelle relativement importante.

### II.1.2. Le convertisseur "Forward".

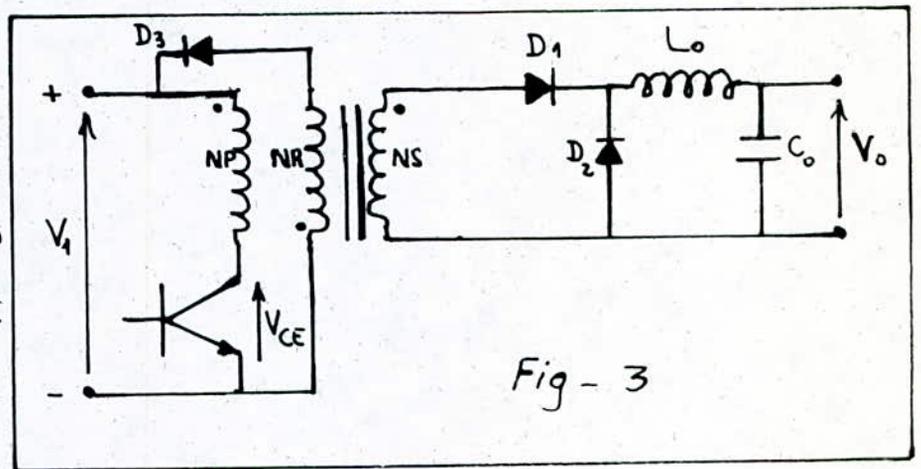
- Dans ce type de convertisseur, et durant la période de conduction du transistor, l'énergie est simultanément stockée dans l'inductance de lissage ( $L_o$ ) et transmise par la diode  $D_1$  à la charge (fig-3).

Lorsque le transistor est bloqué, une partie de l'énergie stockée dans ( $L_o$ ) est transmise à la charge par

La diode de récupération  $D_2$ . Le condensateur  $C_o$  filtre l'ondulation due au découpage.

Après le blocage du transistor, l'énergie magnétique stockée dans le transformateur est renvoyée au circuit d'entrée par l'enroulement de démagnétisation (NR), la diode  $D_3$  étant conductrice. On limite ainsi la tension  $V_{CE}$  du transistor à deux fois la tension d'entrée  $V_1$ .

- Pour ce type de convertisseur, l'entrefer du circuit magnétique du transformateur doit être très faible de façon à limiter



l'énergie de démagnétisation. Par contre, l'inductance de lissage qui est parcourue par un courant continu important, doit avoir un entrefer étudié pour éviter la saturation du noyau ferrite.

Parmi les avantages que présente ce type de convertisseur nous citons : son excellent filtrage réalisé par  $L_o$  et  $C_o$ , d'où une faible ondulation résiduelle de la tension de sortie, la simplicité de commande de la base du transistor. Son inconvénient, c'est que son transformateur nécessite un enroulement de démagnétisation.

### II.1.3. Le convertisseur symétrique.

- Pour des puissances supérieures à 700 W, il est préférable d'utiliser des Convertisseurs Symétriques.

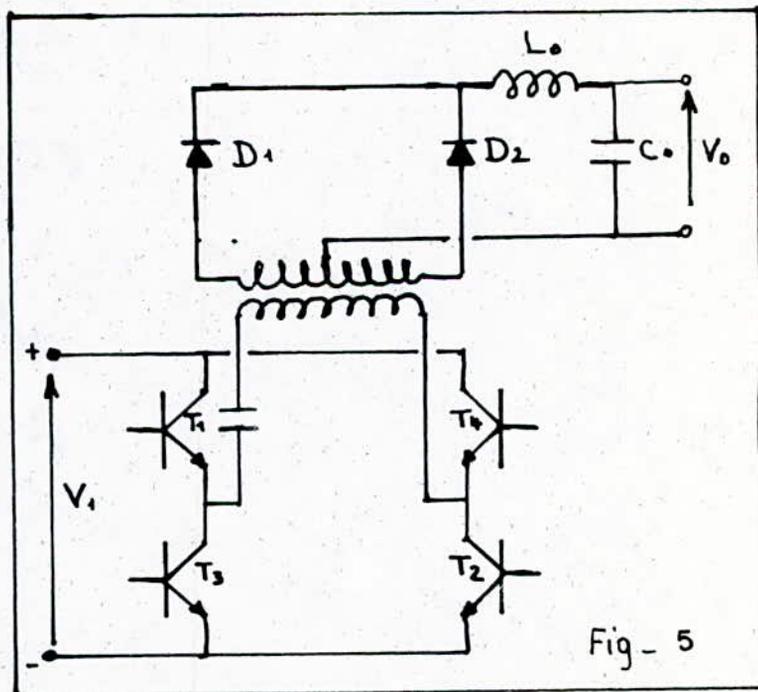
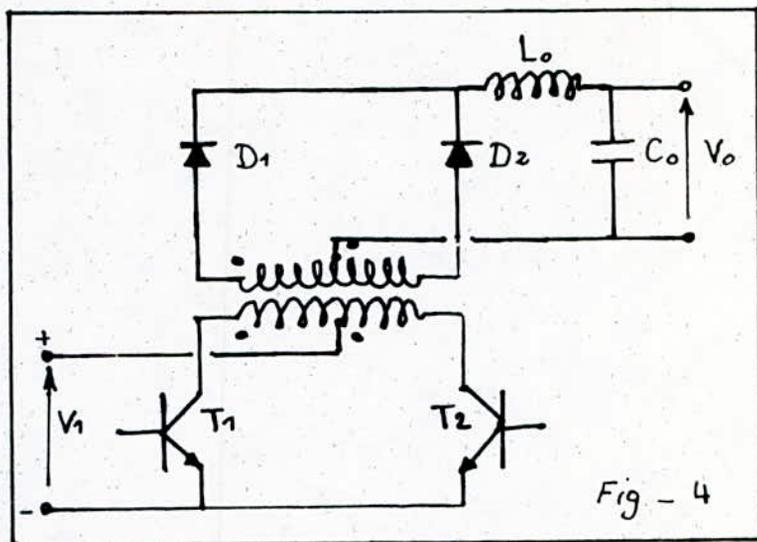
La Figure 4, donne le schéma de principe d'un convertisseur en "push-pull". Il comprend en fait, deux convertisseurs à phase passante "Forward", travaillant en opposition de phase. Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  redressent le signal carré généré par  $T_1$  et  $T_2$  commandés alternativement. On double ainsi la fréquence du courant au secondaire du transformateur ce qui permet de réduire les valeurs de  $L_o$  et  $C_o$ , pour une même tension d'ondulation en sortie.

- Parmi ses avantages : transformateur simple, filtrage de sortie aisé car la fréquence  $y$  est le double.

Ses inconvénients : contrainte de tension sur les transistors, dissymétrie des transistors à maîtriser et commande de base de fiabilité indispensable en vue d'éliminer tout risque de saturation du transformateur, présence de point milieu sur chaque enroulement.

- Pour des puissances encore plus importantes, On adopte le montage en "Pont" (Fig. 5). Les transistors  $T_1$  et  $T_3$  sont commandés ensemble alternativement avec les  $T_2$  et  $T_4$ . La fréquence est doublée comme pour le montage en "push-pull". La tension supportée par les transistors dans le montage "Push-Pull" est égale à deux fois  $V_1$ ,

Par contre dans le montage en "Pont", elle est égale à  $V_i$  pour chaque transistor.



## II.2. Choix du type de convertisseur

- La figure 6. permet de choisir le type de convertisseur qui convient le mieux en fonction de la tension de sortie et la puissance désirée.

Le type "Fly-back" est le plus simple et le moins coûteux car il ne nécessite qu'un simple transformateur. Dans la région A de la figure 6, à faible puissance et à forte tension de sortie on utilise presque toujours ce type de convertisseur.

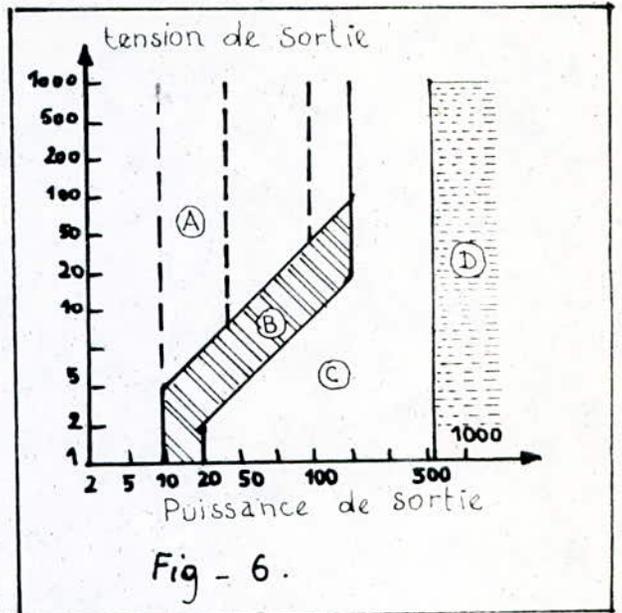


Fig - 6.

Dans la région B le "Fly-back" cède souvent la place au "Forward", à cause de son facteur de perte qui est élevé.

Dans la région C le convertisseur "Forward" est à recommander.

Dans la région D on utilise le "forward", le "Push-Pull" ou le montage en "Pont". [1]

- Pour les raisons que nous avons citées précédemment sur le convertisseur "Fly-back", à savoir qu'il :

1. est simple et moins onéreux ;
2. ne demande qu'un seul transistor ;
3. ne nécessite pas de self de lissage ;

4. convient bien pour la puissance désirée ;

5. nous permet d'avoir plusieurs tensions de sortie.

nous avons choisi l'étude et la réalisation de ce type de convertisseur asymétrique.

# CHAPITRE III

## TRANSISTOR DE PUISSANCE EN REGIME DE COMMUTATION

### III.1. Caractéristiques d'un transistor.

- Le transistor est un composant à deux jonctions. Son courant collecteur est proportionnel au courant de base :  $I_c = \beta I_b$  ( $\beta$  = le gain en courant). Pendant la période de conduction le transistor est saturé ( $V_{cesat} \approx 0$ ).

La tension maximale que peut supporter le transistor dépend de la résistivité de la zone du collecteur, et l'épaisseur 'e' de cette zone est proportionnelle à cette tension maximale. Le courant  $I_{csat}$  que pourra conduire le transistor saturé est limité non pas par des considérations thermiques, mais par le gain. Or le gain à l'état saturé décroît lorsque l'épaisseur du collecteur augmente.

- La réalisation d'un transistor de tension élevée demandera une surface de silicium beaucoup plus grande que celle d'un transistor basse tension.

Le gain du transistor, pour une densité de courant donnée, décroît très vite avec la tension nominale du composant.

Le blocage du transistor peut se faire en supprimant le courant de base, mais on peut l'accélérer considérablement.

ment en envoyant un courant de base négative  
Les transistors ont des aires de sécurité étendues  
permettant aux Composants de supporter des Contraintes  
élevées pendant la Commutation.

### III.2. Les limites de fonctionnement.

#### III.2.1. Etats stables de fonctionnement.

Un transistor de puissance travaillant en régime de Commutation occupe deux états de fonctionnement :

1. Etat bloqué ;
2. Etat saturé .

#### III.2.1.a. Etat bloqué.

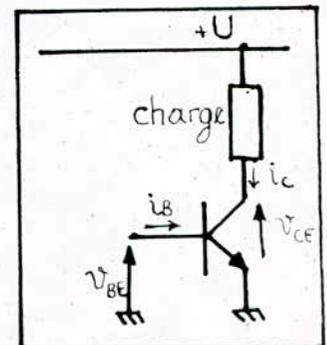
l'état bloqué est obtenu en l'absence de courant de base qui peut se faire :

- soit lorsque  $V_{BE} = 0$  ;
- soit lorsque  $V_{BE} < 0$  (Pour un NPN).

#### III.2.1.b. Etat saturé.

La tension  $V_{CE}$  est petite devant la tension  $U$ , et le courant  $i_c$  est limité par la charge. Ces états sont obtenus lorsque le courant de base a une intensité  $i_B$  suffisante.

En l'absence de dispositif particulier de commande, le transistor peut être saturé ou sursaturé

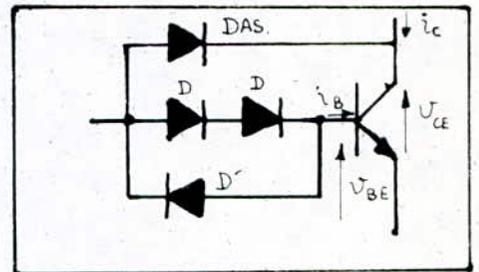


- Pour réduire la charge stockée en conduction et son temps d'évacuation ( $t_s$ ), on préfère maintenir le transistor à la limite de la saturation, grâce à un circuit anti-saturation, qui assure une tension entre les bornes du transistor, supérieure à  $V_{CEsat}$  :

$$V_{CE} = 2V_D + V_{BE} - V_{DAS} \approx V_D + V_{BE} > V_{CEsat}$$

DAS - La diode d'anti-saturation

D' - La diode qui assure l'extraction des charges à l'ouverture.



### III.2.2 Commutations.

- On nomme ainsi les transitions entre deux états stables et on distingue donc :

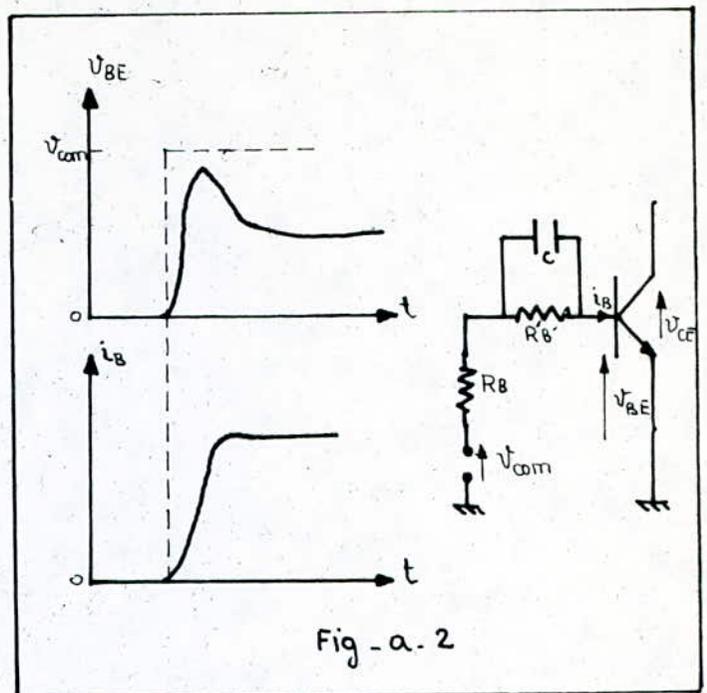
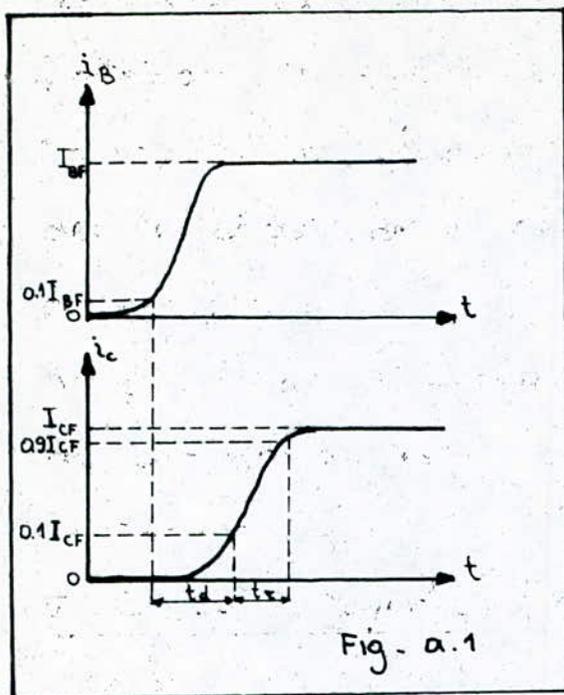
- La fermeture (ou mise en conduction), passage d'un état bloqué à un état saturé ou quasi-saturé ;
- L'ouverture (ou blocage), transition inverse.

III.2.2.a: La fermeture est caractérisée par les durées:

temps de retard  $t_d$  "delay time", entre l'instant d'application du courant  $i_B$  et le passage du courant  $i_C$  à 10% de sa valeur finale ( $I_{Csat}$ );

temps de montée  $t_r$  "rise time", du courant collecteur  $i_C$  entre 10% et 90% de sa valeur finale.

temps de fermeture :  $t_{on} = t_d + t_r$  . (Fig-a.1)



- A La mise en conduction, le transistor présente une forte résistance base-émetteur, ce qui retarde le courant de base  $i_B$  d'atteindre sa valeur  $I_{Bsat}$ , pour éliminer ce retard, on prévoit un dépassement "overshoot", de la tension  $V_{BE}$  dès le début de la commutation et ceci grâce au montage de la figure a.2.

Au début de la fermeture la résistance  $R_B$  de la maille de commande est court-circuitée, ce qui fait augmenter la tension  $V_{BE}$ .

III.2.2.b L'ouverture est caractérisée par les durées :

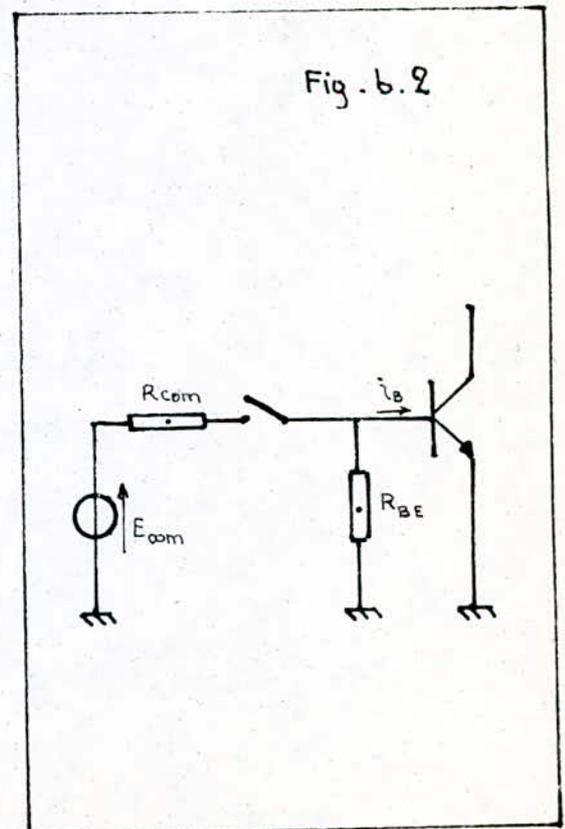
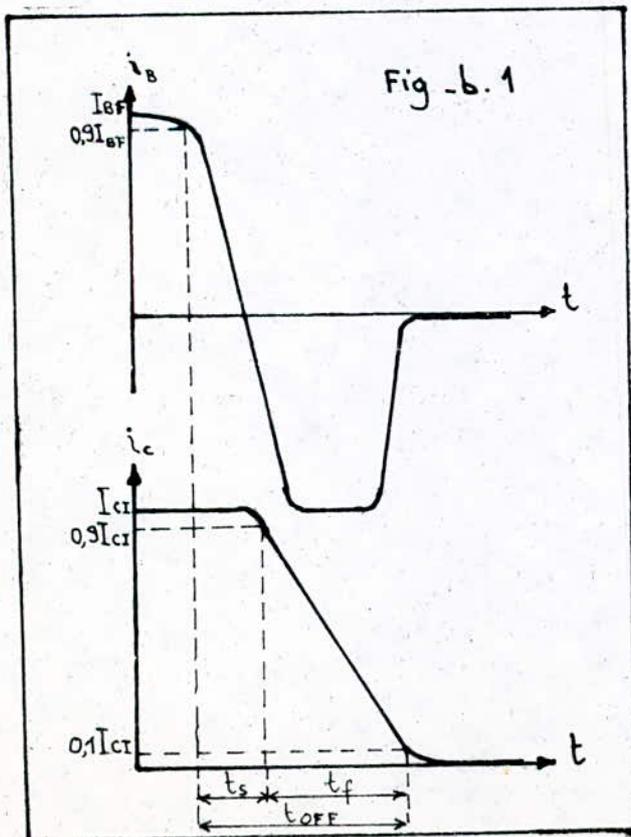
- temps d'évacuation  $t_s$  "storage time", de la charge stockée, entre la suppression du courant  $i_B$  et le passage du courant  $i_C$  à 90% de la valeur initiale ; cette durée dépend très sensiblement du circuit de commande de base et en particulier de l'état initial du transistor,

- à même courant commuté  $i_c$ ,  $t_s$  est plus petit à l'ouverture d'un quasi-saturé qu'au blocage d'un état saturé ou sur-saturé;
- temps de descente " $t_f$ " "fall time", entre 90% et 10% de la valeur initiale du courant  $i_c$ .

temps d'ouverture:  $t_{off} = t_s + t_f$  (Fig. b.1)

- l'ouverture peut être réalisée dans deux types de conditions pour la jonction base-émetteur:

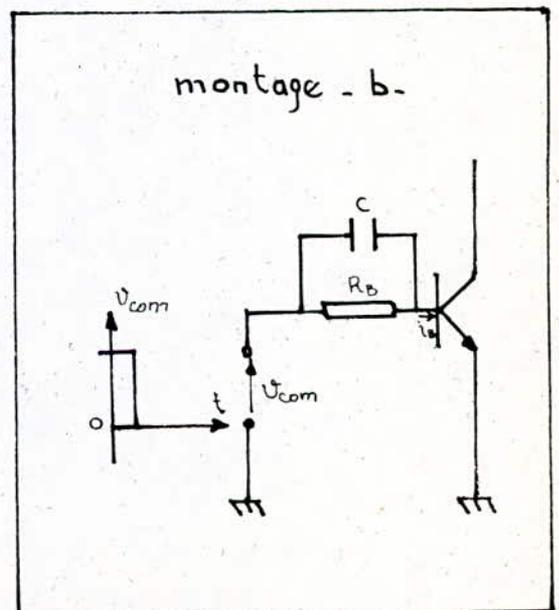
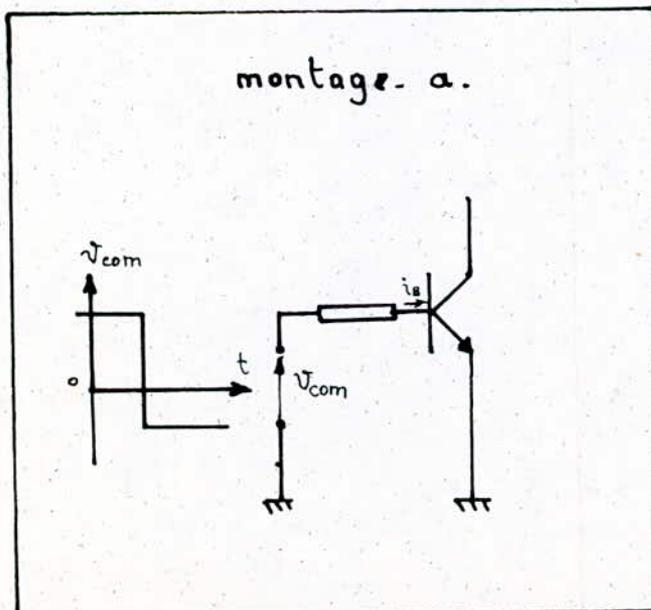
- Polarisation directe si la maille de commande de base est ouverte, (Fig. b.2) lorsque  $R_{BE}$  est infinie, ce qui implique  $i_B = 0$ , ou si on dispose entre base et émetteur un résistor de grande résistance  $R_{BE}$  ( $R_{BE} > R_{BEmin}$  spécifiée), de telle sorte que  $i_B$  soit négligeable durant le blocage;



• Polarisation inverse : la durée d'ouverture  $t_{OFF}$  d'un transistor de puissance peut être réduite par l'utilisation d'un circuit de commande de base, assurant un courant de base  $i_B$  négatif (pour un NPN), puis une tension  $V_{BE}$  inverse durant le blocage. On peut obtenir un tel résultat grâce aux montages de principe de la figure, c-à-d :

- \* en imposant une polarisation inverse (montage - a)
- \* en provoquant une pointe de courant inverse à l'ouverture au moyen de la décharge d'un condensateur (montage - b).

- Pour éviter l'avalanche de la jonction base-émetteur, il faut que la tension inverse  $V_{BE}$  appliquée au blocage reste inférieure à une valeur indiquée par le constructeur.



## II. 2.3. Aires de sécurité.

- les portions du plan  $V_{CE} - i_c$ , dont les points ont pour coordonnées des couples de valeurs associées à des fonctionnements sans danger du transistor sont dites: aires de sécurité.

### III. 2.3.a En régime continu de fonctionnement.

- la figure 3.a, indique en trait ininterrompu la portion du plan  $V_{CE} - i_c$ , où le point figuratif du fonctionnement du transistor peut se situer sans risque (si  $T_j < T_{jmax}$ ) au régime permanent. Ce point pourra excursionner hors de cette aire si la durée de ces impulsions est assez courte pour que l'énergie dissipée puisse être évacuée sans risque après le retour au régime normal. [2]

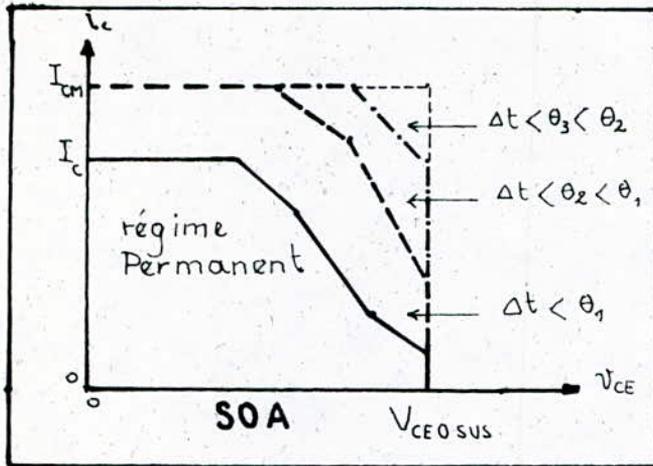
### III. 2.3.b En régime de Commutation.

- La figure 3.b.1, indique l'aire de sécurité en régime de Commutation avec polarisation directe, ( $i_B \approx 0$  durant l'ouverture).

C'est la portion du plan  $V_{CE} - i_c$ , limitée par  $V_{CEOSUS}$  et  $I_{CM}$ .  
A la fermeture l'aire de sécurité est plus importante aux fortes tensions et aux faibles courants, et d'autant plus que la durée  $t_{ON}$  est plus petite.

- Lors de l'ouverture avec polarisation inverse, la tenue en tension est plus réduite aux forts courants, sauf si le transistor travaille, en conduction, dans un état

quasi-saturé. Par contre aux faibles valeurs du courant  $i_c$ , le transistor supporte des tensions plus importantes. D'où l'aire de sécurité en commutation avec polarisation inverse, indiquée sur la figure 3.b.2. [2]



SOA : safe Operating Area.

p.ex :  $\theta_1 = 500 \mu s$  ;  
 $\theta_2 = 50 \mu s$  ;  
 $\theta_3 = 5 \mu s$  .

Fig. 3.a.

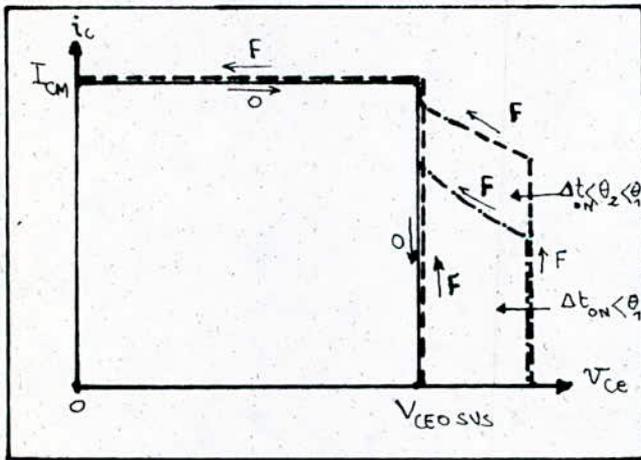


Fig 3.b.1

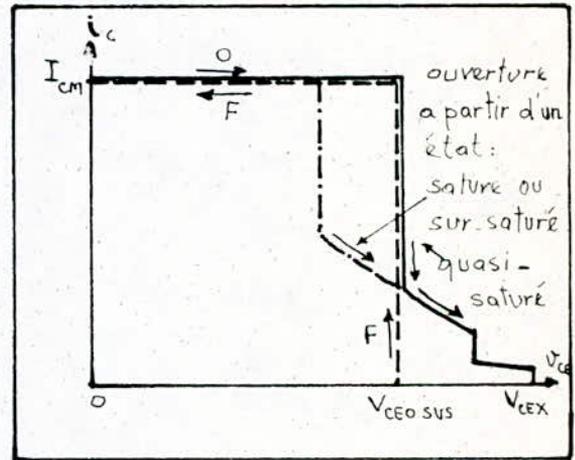


Fig 3.b.2

### III.2.3.c En surcharges accidentelles.

- Une surcharge accidentelle est acceptable lorsqu'elle ne conduit pas la température de jonction au-delà de  $T_{jmax}$ , et lorsqu'elle ne se reproduit pas avant que le transistor soit retourné à un régime normal de fonctionnement (surtout en température). Pour cela on prévoit les zones du plan  $v_{CE} - i_c$ , où le point figuratif pourra évoluer sans danger lors d'accidents survenant au montage (Court-circuit de la charge p.ex).

Le montage et les dispositifs de sécurité devront donc interdire au couple  $v_{CE} - i_c$  de sortir de ces aires et limiter la durée des excursions hors des aires de sécurité en commutation.

### III.3. Principes des Circuits d'aide à La Commutation.

- Le rôle des dispositifs de protection est de faire en sorte qu'en aucun cas, les limites de fonctionnement des composants ne soient dépassées.

Dans les alimentations à découpage, il convient souvent de diminuer la puissance moyenne dissipée dans le transistor de commutation et de réduire l'aire du plan  $v_{CE} - i_c$  limitée par les axes et le trajet du point figuratif lors des commutations.

- On peut atteindre ces buts de diverses façons:

\*- En accélérant les commutations pour réduire l'énergie perdue durant ces transitions, on peut diminuer  $t_{ON}$  en aidant  $i_B$  à atteindre rapidement  $I_{Bsat}$ . (dépassement de  $v_{BE}$ ) et  $t_{OFF}$  en évitant la saturation, et en assurant à l'ouverture une décroissance ( $di_B/dt$ ) et un courant de base inverse judicieux;

\*- En aidant le transistor à commuter; c-à-d, en contraignant son point figuratif à ne s'éloigner que très peu des axes du plan  $v_{CE} - i_C$ , pour cela on utilise un circuit d'aide à la commutation (C.A.L.C).

- Exemple:

Le montage de la figure III.3, nous montre ce principe:

- à la fermeture, une bobine d'inductance  $L$ , limite la vitesse de montée du courant collecteur et surtout fait chuter la tension  $v_{CE}$  à ses bornes.

$$v_{CE} = U - L \frac{d}{dt} (i_L).$$

(tant que la diode  $D_{RL}$  est passante).

- à l'ouverture, le condensateur de capacité  $C$ , limite la vitesse de croissance de  $v_{CE}$  et dérive une partie du courant de charge, (tant que  $D_{RL}$  est bloqué).

La diode  $D_L$  permet l'extinction du courant  $i_L$  avant la fermeture suivante.

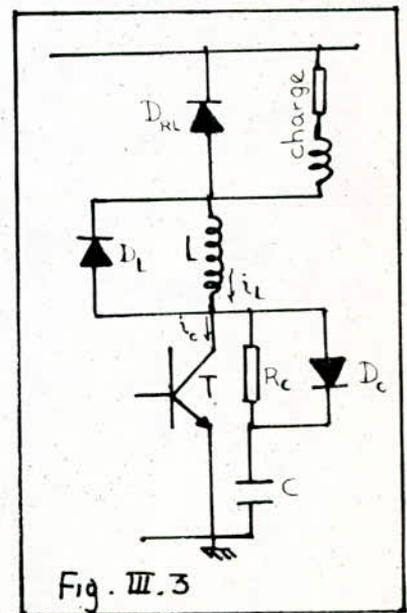


Fig. III.3

le résistor  $R_c$  limite l'intensité du courant de décharge de  $C$  à la fermeture du transistor.

Une partie non négligeable des énergies mises en œuvre dans  $L$  et  $C$  est perdue, dans  $L$  et  $D_L$  lors de l'extinction de  $i_L$ , dans  $R_c$  et le transistor lors de la décharge de  $C$ .

- Le circuit d'aide à la commutation (C-A-L-C), présente aussi quelques inconvénients :

- - utilise des composants auxiliaires  $R, C, D$ , dont le coût n'est pas négligeable ;
- - encombrement ;
- - mauvais rendement à faible charge ;
- - introduit un temps mort qui peut gêner le fonctionnement du montage.

- les dispositifs de protection peuvent être des circuits passifs ou actifs, les premiers font appel à des composants passifs et sont destinés à dériver ou absorber des énergies limitées, pour les deuxièmes, le transistor participe à sa propre protection.

- Un dispositif de protection actif comprend deux parties distinctes :

- 1- un circuit de mesure dont le rôle est de détecter le défaut ;

2. un circuit de réaction décidant le cas échéant de placer ou de maintenir le transistor dans l'état bloqué, état dans lequel il est le plus robuste.

### III. 4. Méthodes de protection du transistor.

#### III. 4. a. La Méthode basée sur la détection de la désaturation.

- C'est la méthode la plus répandue. L'intérêt principal de cette méthode est que le circuit électronique de surveillance de  $V_{ce\text{sat}}$  peut être intégré au circuit de commande de base.

Lors de la charge, ou lors des défauts dans le circuit de déclenchement, le transistor se désature et l'accroissement de  $V_{ce}$  peut être détecté.

- Pour que la protection soit efficace, le niveau de détection doit être aussi bas que possible, car la désaturation apparaît à des niveaux de courant très différents en raison de l'influence des tolérances des composants.

Bien que l'indication de désaturation constitue un moyen efficace de protection des transistors de puissance, elle présente de sérieux inconvénients : Aux forts courants de charge, il faut plus de 10  $\mu\text{s}$  à un transistor pour atteindre une tension de saturation stationnaire.

En fait, il est nécessaire de retarder la réaction à la protection de telle sorte que celle-ci n'intervienne en aucun cas dans

les Conditions normales de fonctionnement.

Le retard résultant est un compromis nécessaire à l'obtention d'un fonctionnement fiable dans les Conditions de fonctionnement normales, mais il constitue un inconvénient majeur lors de la Commutation sur un C.C.

En effet, à cause de ce retard, le courant crête de collecteur et la durée de la surcharge atteignant des valeurs plus élevées.

Il peut être nécessaire de détecter la désaturation à faible niveau. Plus faible est le niveau de détection plus long doit être le retard à la conduction.

### III. 4. b. La Méthode basée sur La détection de la Variation de la tension $V_{BE}$ .

- Elle est plus rapide. En Condition de C.C, l'augmentation de  $V_{BE}$  peut être détectée rapidement, et utilisée pour déclencher le Circuit de protection. L'introduction de la surveillance de la tension  $V_{BE}$  dans la Concept de protection, permet de maintenir le commutateur à transistor à l'intérieur de ses limites de tenue en surcharge, même en Cas de C.C. Cette méthode présente aussi quelques inconvénient qui sont:

- La possibilité de détection de surintensité aux légères surcharges est limitée. Dans cette zone les performances de l'indication de désaturation sont meilleurs.

# CHAPITRE IV

## LES FERRITES DANS LES ALIMENTATIONS

### A DECOUPAGE

IL existe trois formes de noyaux des ferrites :

- les noyaux E à jambe centrale ronde ;
- les noyaux E à jambes rectangulaires ;
- les noyaux U à jambes rectangulaires .

#### IV.1. Caractéristiques des ferrites .

- Les ferrites ont été développées pour satisfaire les caractéristiques rigoureuses demandées pour les alimentations à découpage fonctionnant à des fréquences élevées . Elles se distinguent par leurs :

- haute induction de saturation  $B_{max} = 0,32 T$  à  $100^{\circ}C$  ;
- haute perméabilité d'amplitude  $\mu_a > 1000$  ;
- température de Curie supérieure à  $250^{\circ}C$  ;
- faibles pertes jusqu'à  $100 KHz$  et des pertes par courants de Foucault négligeables.

L'équation  $N \cdot S_n = V / B \cdot f$  , montre que le produit du nombre de spires par la section du noyau , qui détermine le volume , est inversement proportionnel à la fréquence ( $f$ ) pour un rapport de tension sur induction constant . Donc en

augmentant la fréquence, le volume du transformateur diminue.

- Par suite de leurs dimensions réduites, les noyaux doivent avoir :

- un espace suffisant pour la sortie des fils qui peuvent avoir une section importante ;
- une faible inductance de fuite pour éviter les pointes de tension lors de la Commutation.

#### IV.2. Les pertes fer dans Les ferrites.

- En fonction de l'utilisation envisagée, traitement du signal (faible énergie), ou convertisseur de puissance, il convient de caractériser et d'optimiser les pertes dans les composants magnétiques. Ces pertes se décomposent en :

- .- pertes "cuivre" dues au bobinage ;
- .- pertes "fer" dues au noyau magnétique.

compte tenu de l'usage fait du composant ; on distingue les pertes "fer" à basse induction de celles de haute induction. La connaissance des pertes "fer" à basse niveau d'induction est souhaitable quand on a affaire aux circuits destinés à l'anti-parasitage, aux filtres, aux transformateurs large bande et d'impulsions bas niveau, et travaillant

à des fréquences de quelques KHz à quelques dizaines de MHz.

- Dans les dispositifs de puissance du type alimentation à découpage, les circuits magnétiques tels que le transformateur où l'inductance de lissage sont le siège d'inductions élevées dont l'amplitude peut atteindre 2000 à 3000 Gauss.

L'énergie perdue par un dispositif pendant un temps  $T$  est donnée par :

$$W(T) = \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt .$$

où  $i(t)$  est le courant traversant le dispositif,  $v(t)$  la tension aux bornes.

- La somme de tous ces effets conduit à une variation des pertes "fer" avec l'induction et la fréquence suivant les lois suivantes : [3]

--  $P_t$  proportionnelles à  $B^h$  avec  $h \approx 2$  ;

--  $P_t$  proportionnelles à  $f^m$  avec  $1 < m < 2$  .

(1 correspondant au cas théorique des pertes purement hystérétiques, et 2 au cas des pertes purement de Foucault).

avec  $P_t$  indique les pertes totales par cycle défini par :

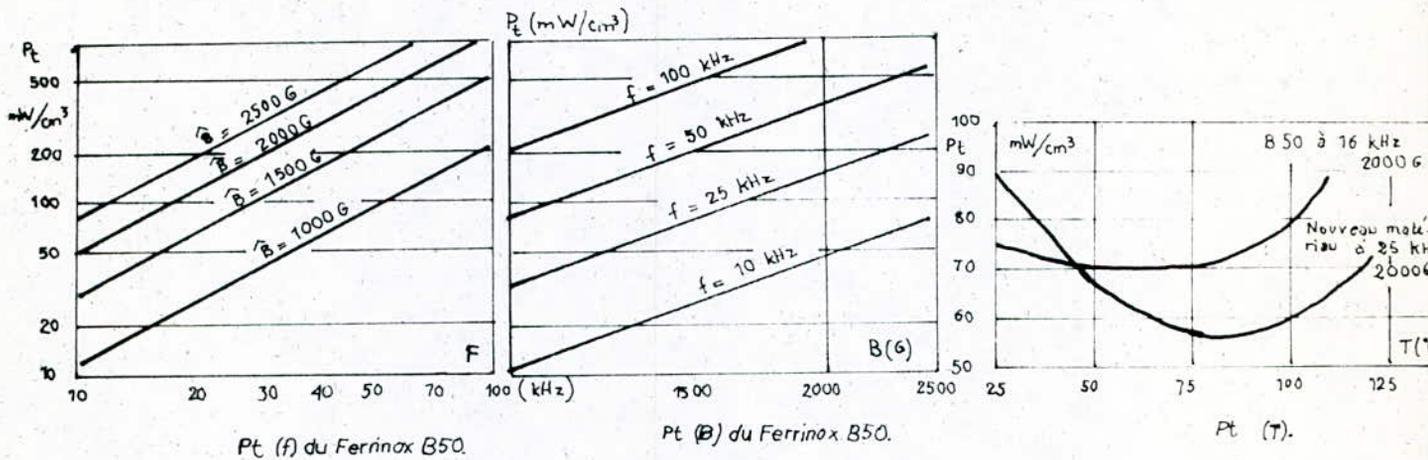
$$P_t = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

$T_0$  est la période du cycle .

- Afin de pouvoir faire l'approximation  $P_{\text{fer}} \approx P_t$ , on utilise une bobine constituée d'un nombre réduit de spires de gros fil, voir de fil divisé, de manière à ce que les pertes "cuivre" restent inférieures à 1% des pertes totales. 28

#### IV.2.1 Résultats sur les ferrites. 131

- Les courbes ci-contre, représentent les résultats de mesures de pertes totales, effectuées sur des matériaux LCC.COFELEC. Les pertes hystériques augmentent proportionnellement à la fréquence et à la surface du cycle hystérésis, soit approximativement comme le carré de l'induction; quant aux pertes par courants de Foucault, elles croissent avec la Conductivité intrinsèque du matériau, l'induction et le Carré de la fréquence.



#### IV.2.2 Exemple : [3]

- Pour le matériau ferrinox de puissance " B50", les pertes totales suivent la loi empirique ci-dessous jusqu'à environ 100 kHz ;

$$P_t \cong 20 \times \left( \frac{B}{1000} \right)^{2,1} \times \left( \frac{f}{16} \right)^{1,3}$$

- ce matériau est caractérisé par :

- ses faibles pertes totales dues à une résistivité élevée;
- une forte induction à saturation à haute température due à un point de Curie situé au-dessus de 200 °C.

### IV. 3. Disposition des enroulements dans le transformateur.

- Pour la réalisation d'un transformateur d'alimentation à découpage, il faut tenir compte de quatre critères fondamentaux :

1. le couplage entre les enroulements doit être serré ;
2. le choix des conducteurs ;
3. l'isolement ;
4. le rayonnement .

- Pour le choix des conducteurs (leurs diamètres), il faut tenir compte de l'effet de peau qui intervient aux fréquences élevées. Ainsi, pour un conducteur en cuivre, la profondeur de pénétration du courant à la température 70 °C est donnée par la formule suivante : [4]

$$D = 74 / \sqrt{f} .$$

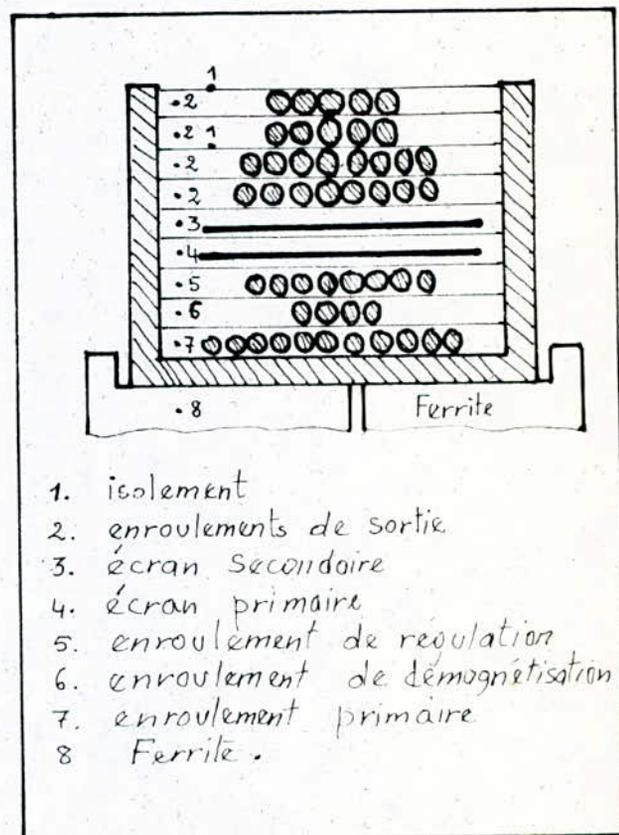
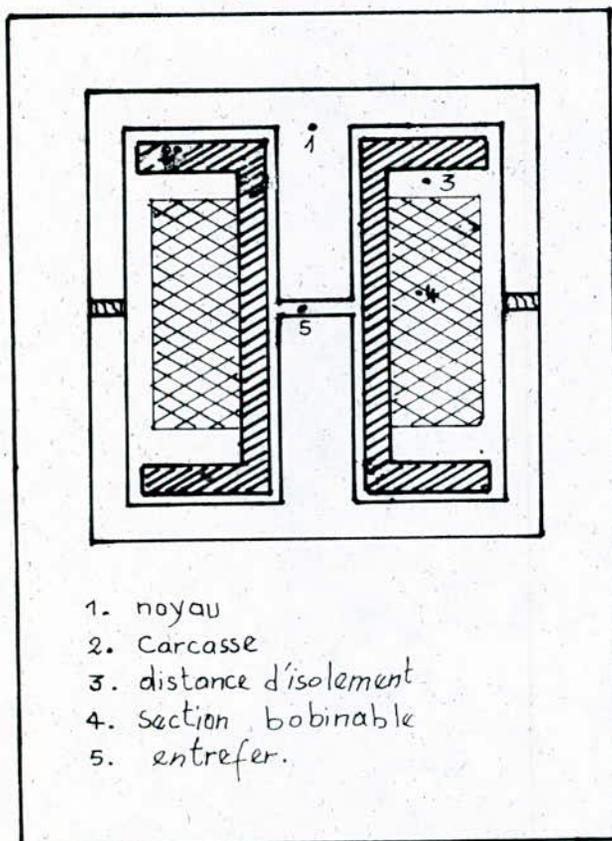
Comme nous travaillons avec la fréquence de 60 KHZ, cette profondeur de pénétration est égale à :  $D = 0.3021 \text{ mm}$

- Pour l'isolement, il est préférable de ménager un espace de 4 mm entre l'enroulement et les joues de la carcasse pour avoir une puissance transmissible plus grande.

L'isolant (pex. presspan), d'épaisseur 0,5 mm, utilisé entre couches, nous permet d'avoir un excellent coefficient de remplissage.

- Afin de réduire le rayonnement du transformateur, nous avons réuni le noyau au plus (+) de la tension redressée, et

nous avons ajouté deux écrans d'épaisseurs 8/10 mm, le primaire réuni au plus (+) de la tension continue, et le secondaire réuni à la borne négative (-) de la tension de sortie. Pour avoir une variation du flux d'induction plus grande, nous avons utilisé un entrefer de 2 mm. (Il est préférable d'utiliser un entrefer beaucoup plus faible à 2 mm, le transformateur que nous disposions ne le permet pas).



Disposition des enroulements dans le transformateur

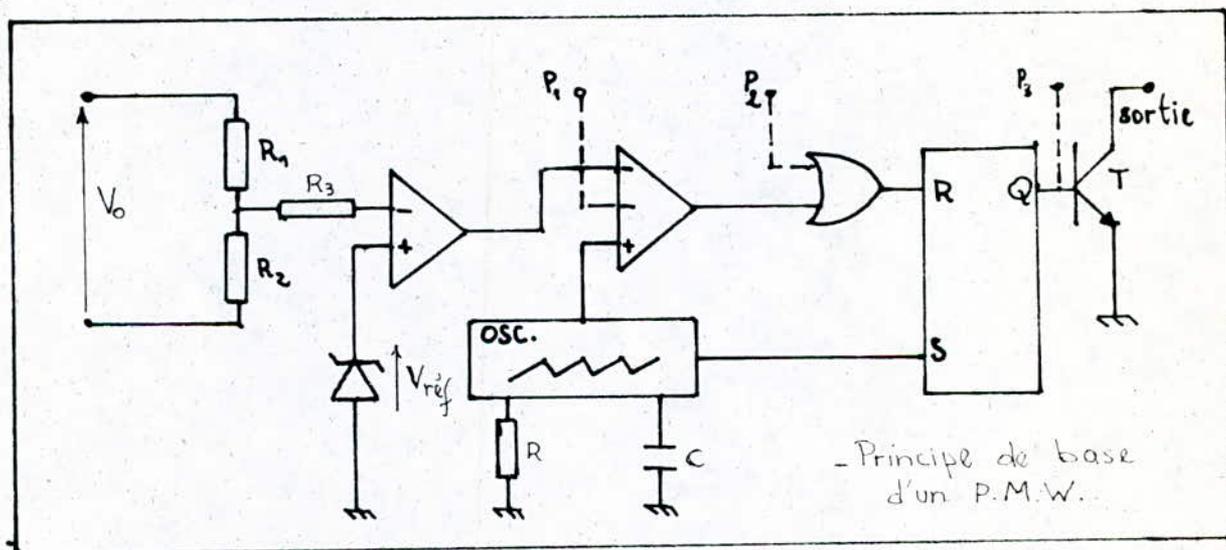
# CHAPITRE V

## REGULATIONS DES ALIMENTATIONS

### A DECOUPAGE

- Elle est le plus souvent incluse totalement dans un circuit intégré. A l'heure actuelle, on peut compter sur une bonne douzaine de types différents.

Si l'on fait abstraction des variations et détails annexes, le principe de base reste généralement identique, il est schématisé à la figure suivante :



- La tension  $V_0$ , prélevée aux bornes de la sortie de l'alimentation ou aux bornes de la charge, est amenée à un niveau correct via le pont diviseur  $R_1, R_2$  puis comparée à une référence de tension  $V_{réf}$ .

Tout écart entre  $V_0$  et  $V_{réf}$  est amplifié et appliqué

au modulateur de largeur d'impulsion PWM "pulse wave modulated", est donc rectangulaire, en synchronisme avec l'oscillateur et de rapport cyclique ' $\delta$ ' proportionnel à l'écart entre  $V_0$  et  $V_{\text{réf}}$ .

Via une logique élémentaire, on attaque alors le transistor de puissance, lui-même capable de commander le ou les transistors de découpage proprement dits.

- Dans toute la chaîne, il est possible d'intervenir en différents endroits pour assurer un certain nombre de sécurité soit sur le PWM (Points  $P_1$  ou  $P_2$ ) soit directement sur l'étage de sortie (point  $P_3$ ).

Pour fonctionner de façon satisfaisante, une alimentation faisant appel à une régulation à découpage doit être conçue de façon à répondre aux impératifs suivantes :

- limiter le courant de court-circuit ;
- utiliser un dispositif de démarrage progressif lors de la mise sous tension ;

De cette façon, le pic de courant susceptible de détruire le transistor de commutation, se trouve limité.

- disposer d'une commande de blocage pouvant être utilisée pour toute action de protection ;
- prévoir un dispositif de sécurité thermique bloquant la sortie si une élévation anormale de la température avait lieu sur les

Composants de puissance.

Pour optimiser les caractéristiques générales il faut encore prévoir :

- une tension de référence composée en température;
- l'utilisation d'un amplificateur d'erreur séparé et à faible offset. La modulation de largeur d'impulsion (PWM) est alors obtenue par un étage (comparateur) qui compare le signal issu de l'amplificateur d'erreur avec un signal en dent de scie;
- un signal de dent de scie linéaire, pour obtenir une modulation très précise de la largeur des impulsions;
- une logique de commande qui élimine les éventuels déclenchements multiples lorsqu'il y a du bruit en sortie du comparateur, et qui permet de synchroniser la commutation avec le départ de chaque cycle;
- un décalage de la fréquence d'oscillation 'shift' accompagné de la réduction de  $(t_{on}/T)$ , qui soit déclenché par la limitation du courant de sortie dans le but d'éviter un échauffement excessif du transistor de commutation.

La maîtrise de l'intégration permet aujourd'hui aux fabricants de proposer des régulateurs à découpage monolithiques basés sur les différents points et recommandations.

Ces régulateurs permettent de réaliser des alimentations avec quelques composants externes seulement : d'où une très grande simplification dans la réalisation de ce type d'alimentation.

- Pour ces raisons, nous avons choisi un montage utilisant un circuit intégré TDA 4600, qui assure plusieurs fonctions et ne nécessite pas beaucoup de composants extérieurs.

### V.2. C.I. TDA 4600 (monolithique).

- La conception des CI monolithiques est étroitement dépendante d'un certain nombre d'impératifs de fabrication qui concernent aussi bien la disposition des éléments que leur nature.

Ces CI comportent souvent un grand nombre de transistors (NPN) ou de transistors à effet de champ, car ce sont des composants faciles à obtenir. En revanche on évite d'intégrer ceux de type PNP, car ceux que l'on peut réaliser présentent souvent des caractéristiques les apparentant à des composants moyens sinon médiocres. Dans le même ordre d'idée au lieu de chercher à obtenir des diodes, il est aussi simple de fabriquer un transistor NPN et de n'utiliser qu'une jonction de ce composant (jonction base-émetteur, par ex.).

En ce qui concerne les composants passifs, il est possible

de réaliser des résistances d'une valeur inférieure à  $30\text{ k}\Omega$ , et éventuellement des condensateurs de très faible capacité ( $40\text{ pF}$  au maximum).

- Le TDA 4600 possède plusieurs blocs fonctionnels (fig V.1), assurant chacun une fonction spécifique distincte :

- alimentation et référence interne;
- commande de la base du transistor de Commutation;
- simulation du courant collecteur;
- régulation, veille et surcharge.

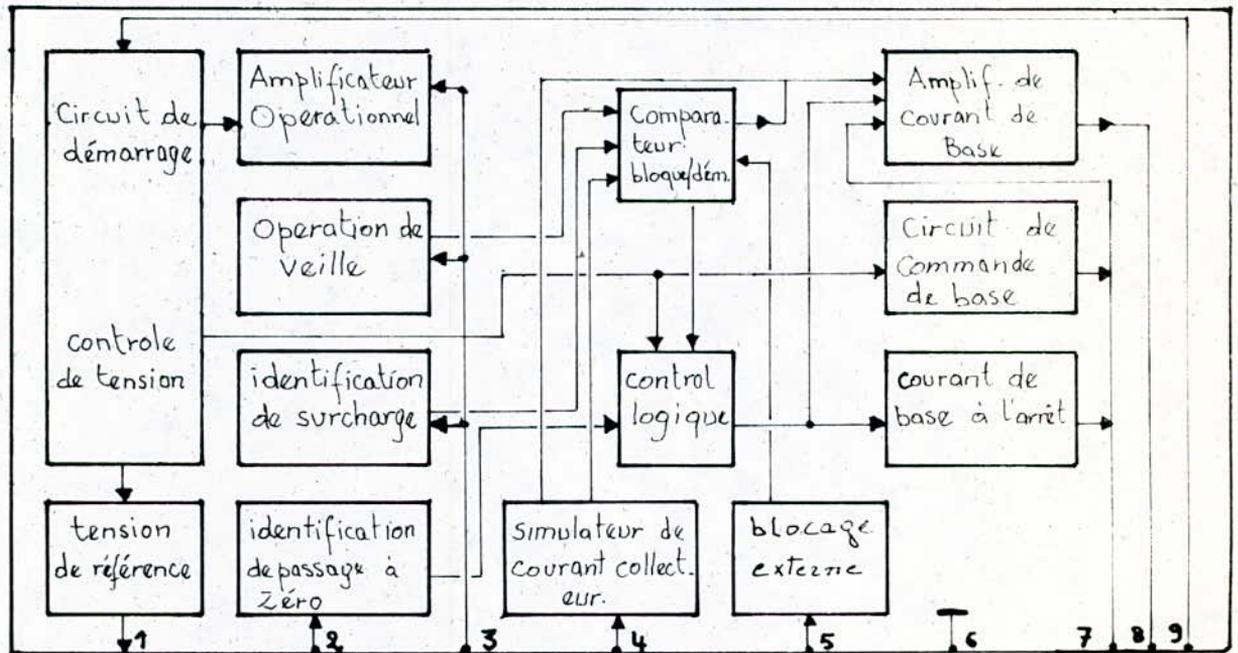


fig V.1

\* La broche 9 sert pour l'alimentation du CI. Dès qu'une tension de  $12,5\text{ V}$  apparaît sur cette broche, une référence interne de  $4,2\text{ V}$ , que nous la trouvons sur la broche 1, est distribuée à tous les blocs fonctionnels internes, et le circuit est prêt à démarrer.

\* Les broches 7 et 8 servent pour l'ouverture et la

fermeture du transistor de commutation.

- \* La broche 6 est la masse.
- \* La broche 5 sert pour le blocage du circuit. On peut l'alimenter par une source externe.
- \* La broche 4 fait la simulation du courant collecteur, si le transistor est surchargé, la tension sur cette broche atteint 4V et elle impose une fréquence de 25 KHZ et une puissance disponible en sortie ne dépasse pas 10 W.
- \* La tension appliquée sur la broche 3 ajuste le rapport cyclique, si un court-circuit au côté utilisation apparaît, une tension supérieure à 2,3 V apparaît sur cette broche, et la fréquence est fixée vers une valeur de 1,5 KHZ et le secondaire ne débite que quelques Watts.

# DEUXIEME PARTIE

## REALISATION

CARACTERISTIQUES  
DE  
L ALIMENTATION

|                     |                          |
|---------------------|--------------------------|
| Tension d'entrée :  | 220 v - 50 HZ            |
| Tension de Sortie : | $\pm 5 v$ , $\pm 10 v$   |
| Courant de Sortie : | $2 \times (2,5 + 5,0) A$ |
| Puissance :         | 100 W                    |
| Fréquence :         | 60 KHZ                   |

# CHAPITRE VI

## REALISATION DU TRANSFORMATEUR

### VI.1. Section du noyau du transformateur.

- La puissance transmissible d'un noyau donné est fonction du matériau, de ses dimensions géométriques et de la taille de sa fenêtre de bobinage.
- La ferrite que nous avons utilisé est la : EC 35, la section du noyau est de  $2,08 \text{ cm}^2$ .

### VI.2. Les enroulements.

#### VI.2.1 Enroulement primaire.

- Le nombre de spires de l'enroulement primaire se calcule comme suit :

$$E_{\max} = N_p \cdot \frac{d\phi}{dt}$$

peut s'écrire sous la forme :  $E_{\max} \cdot dt = N_p \cdot d(B_{\max} \cdot S)$ ,  
Comme nous travaillons dans la partie linéaire de la courbe de saturation du noyau, nous pouvons écrire :

$$\int_0^t E_{\max} \cdot dt = N_p \cdot B_{\max} \cdot S \quad (1)$$

$$t = \delta \cdot T = \delta / f \quad (2)$$

avec ;  $t$  = temps de conduction.

De (1) et (2) nous tirons la formule donnant le nombre de spires :

$$N_p = \frac{E_{\max} \cdot \delta_{\max} \cdot 1}{B_{\max} \cdot S \cdot f}$$

avec :

$E_{\max}$  : valeur maximale de la tension obtenue après le pont redresseur ;

$\delta_{\max}$  : rapport cyclique maximal ;

$f$  : fréquence de découpage ;

$B_{\max}$  : valeur de l'induction maximale,

$S$  : section du noyau central.

- Dans la formule, nous avons pris les valeurs maximales de la tension et du rapport cyclique pour être sûr de ne pas saturer le noyau même pendant les états transitoires difficiles. Comme notre alimentation possède plusieurs tensions de sortie, il est préférable de prendre :

$$B_{\max} = 0,28 \text{ T.}$$

A.N :

$$E_{\max} = 220 \sqrt{2} \text{ V}$$

$$\delta_{\max} = 0,5$$

$$f = 60 \text{ kHz}$$

$$B_{\max} = 0,28 \text{ T}$$

$$S = 0,208 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$$

$$N_p = \frac{220 \sqrt{2} \cdot 0,5 \cdot 1}{0,28 \cdot 0,208 \cdot 10^{-3} \cdot 60 \cdot 10^3}$$

$$N_p = 45 \text{ spires}$$

## VI.2.2 Enroulements secondaires.

- Pour calculer le nombre de spires de chaque enroulement secondaire ( $N_{si}$ ), il est nécessaire de déterminer le rapport de transformation qui est donné par la formule suivante :

$$n_i = \frac{N_p}{N_{si}} = \frac{E_{min} \cdot S_{max\text{eff}}}{V_{si} + V_{perte}} \quad i = 1, 2, 3, 4$$

où ;

$E_{min}$  : tension minimale obtenue après le pont redresseur ;

$S_{max\text{eff}}$  : rapport cyclique effectif au secondaire ;

$V_{si}$  : tension de sortie ;

$V_{perte}$  : tension directe de redressement = 2V (qui est large en sachant que la tension directe d'une <sup>diode</sup> Schottky utilisée pour une tension de sortie de 5V est de 0,5V maximale).

- Dans la formule, nous avons choisi la valeur minimale de la tension obtenu après le pont redresseur pour obtenir une tension suffisante aux bornes de l'enroulement secondaire de façon à pouvoir réguler la tension de sortie pour la puissance maximale.

A.N:  $E_{min} = 245\text{V}$  ;  $S_{max\text{eff}} \cong 0,47$  ;  $V_{si} = (\pm 5, \pm 10\text{V})$   
 $V_{perte} \cong 2\text{V}.$

Pour les enroulements de  $\pm 5\text{V}$  :

$$n_{1,2} = \frac{245 \cdot 0,47}{5 + 2} = 16,45$$

$$N_{s1,2} = \frac{45}{16,45} \cong 3 \text{ spires}$$

Pour les enroulements de  $\pm 10\text{V}$

$$n_{3,4} = \frac{245 \cdot 0,47}{10 + 2} = 9,59$$

$$N_{s3,4} = \frac{45}{9,59} \cong 5 \text{ spires}$$

### VI.3. Sections des fils .

- Pour le choix de la section du conducteur, nous devons d'abord calculer les valeurs efficaces des courants .

#### VI.3.1 Sections des fils secondaires .

- Les courants efficaces :

$$I_{si\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^t I_{si}^2 \cdot dt} = I_{si} \sqrt{\frac{t}{T}} = I_{si} \sqrt{S_{\text{maxeff}}} .$$

Nous avons choisi comme densité de courant  $J = 5 \text{ A/mm}^2$ ,  
d'où la section :  $S_{si} = I_{si\text{eff}} / J$  .

A.N :

$$I_{s_{3,4}\text{eff}} = 2,5 \sqrt{0,47} \simeq 1,714 \text{ A}$$

$$I_{s_{1,2}\text{eff}} = 5 \sqrt{0,47} \simeq 3,43 \text{ A}$$

$$S_{s_{3,4}} = 1,714 / 5 \simeq 0,3428 \text{ mm}^2$$

$$S_{s_{1,2}} = 3,43 / 5 \simeq 0,686 \text{ mm}^2$$

$$D_{s_{3,4}} = 1,13 \sqrt{S_{s_{3,4}}} \simeq 0,661 \text{ mm}$$

$$D_{s_{1,2}} = 1,13 \sqrt{S_{s_{1,2}}} \simeq 0,935 \text{ mm}$$

#### VI.3.2 Section du fil primaire .

- Le courant efficace est donné par :

$$I_{p\text{eff}} = I_p \sqrt{S_{\text{max}}}$$

et 
$$I_p = \frac{1}{N_p} \cdot (N_{S1} \cdot I_{S1} + N_{S3} \cdot I_{S3}) \times 2$$

$$I_{p_{eff}} = \left[ \frac{2}{N_p} \cdot (N_{S1} \cdot I_{S1} + N_{S3} \cdot I_{S3}) \right] \sqrt{\delta_{max}} .$$

A.N:

$$I_{p_{eff}} = \left[ \frac{2}{45} (3 \times 5 + 5 \times 2,5) \right] \sqrt{0,5} .$$

$$I_{p_{eff}} = 0,864 \text{ A} ;$$

$$S_p = 0,864 / 5 = 0,173 \text{ mm}^2 ;$$

$$D = 1,13 \sqrt{0,173} \simeq 0,47 \text{ mm} .$$

# CHAPITRE VII

## REALISATION DE L'ALIMENTATION

### A DECOUPAGE \ FLY.BACK /

#### VII. 1 Introduction .

Les contraintes que requiert une alimentation secteur (Poste TV, chaîne Hi-Fi, console de terminal informatique) sont :

1. démarrage en douceur lors de l'établissement du 220V;
2. coupure automatique en cas de sous-tension ;
3. isolation complète réseau / utilisation ;
4. protection en cas de panne ou court-circuit secondaire
5. bon rendement ;
6. fonctionnement garanti pour des fluctuations secteur importantes .

- C'est pour satisfaire ce cahier des charges, nous avons réalisé une alimentation s'articulant autour d'un CI. TDA 4600 et fonctionnant en mode "Fly-back", non synchrone à fréquence et rapport cyclique auto-adaptables, figure VII.1.

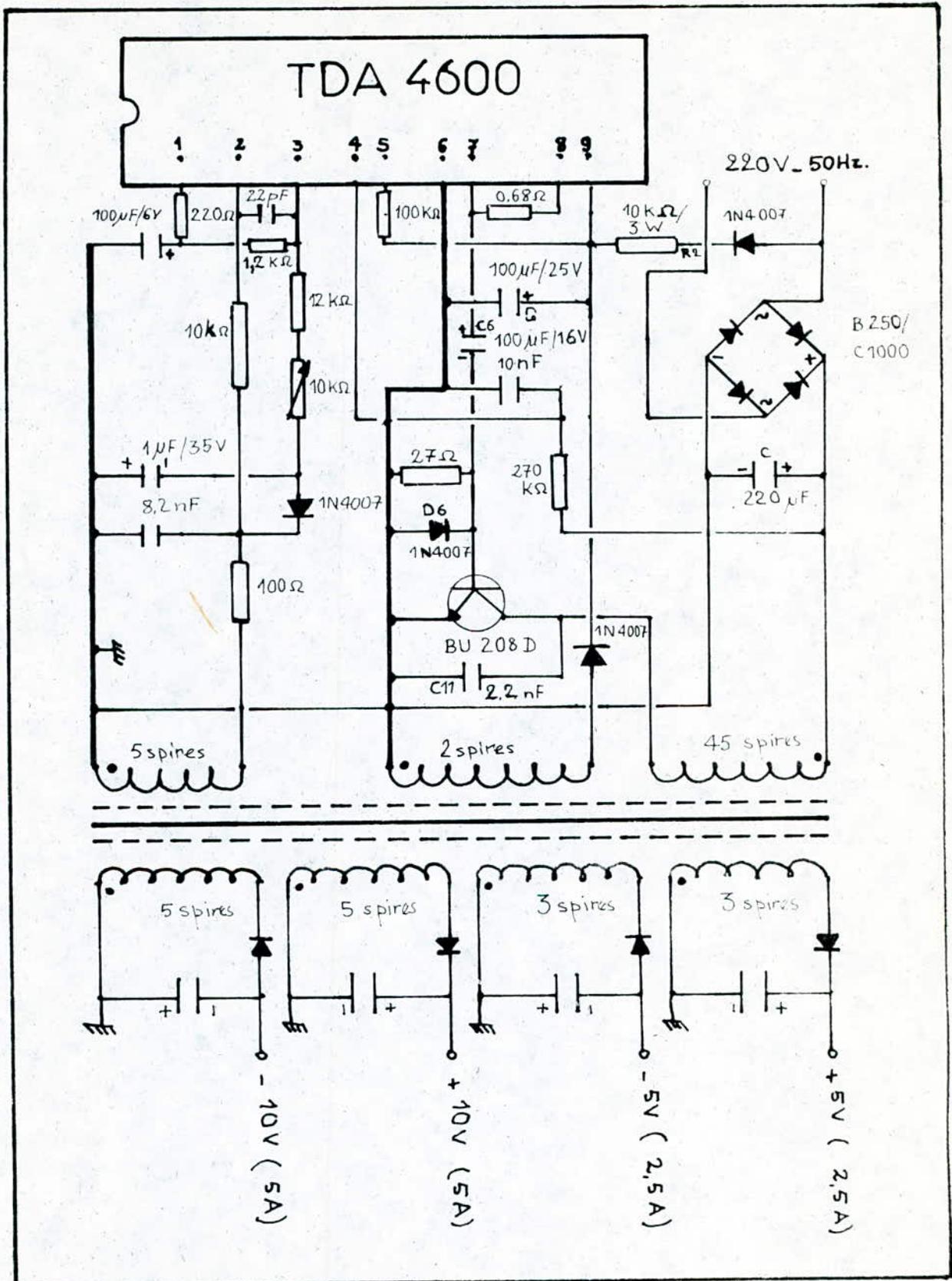


Fig VII .1.

## VII.2. Principe de fonctionnement du Circuit .

- Après redressement bi-alternance du secteur et filtrage classique, le transfert d'énergie du réseau vers l'utilisation est réalisé par l'intermédiaire d'un transformateur à circuit magnétique en ferrite dont le secondaire est isolé du primaire et d'un transistor de Commutation Commandé en ouverture / fermeture par le CI TDA 4600 .

Les variations de flux engendrées par le découpage provoquent, dans les enroulements secondaires, des tensions induites .

La diode rapide permet d'écouler l'énergie stockée au primaire vers l'utilisation . Un condensateur intègre l'onde secondaire pulsée par la diode .

Le convertisseur réalisé travaille en mode de courant discontinu à pré-régulation amont (régulation anticipée) et régulation aval . La fréquence de découpage et le rapport cyclique ON/OFF s'adaptent d'eux-mêmes aux conditions extérieurs, à savoir la tension secteur et la puissance consommée sur la sortie . L'auto-adaptation est réalisée par un dispositif de détection de " Complète démagnétisation " du noyau magnétique qui initiale un nouveau cycle de charge à l'expiration de la décharge . Ainsi, le primaire n'est pas parcouru par une composante de courant continu, le volume de

matériau magnétique est optimisé, et l'enroulement de récupération n'est pas nécessaire.

La détection de la démagnétisation complète et le niveau de la tension de sortie sont effectués par un enroulement annexe. L'information "niveau Vout" est ainsi une valeur globale représentant la moyenne de toutes les tensions secondaires.

Les deux régimes de commutation ON et OFF sont complètement distincts : pendant la charge du primaire, le secondaire est à impédance infinie. Le primaire se comporte donc comme une self pure. Et lors de la décharge, le secondaire agit en générateur de courant dissocié du primaire. Ainsi, l'effet de mutuelle induction n'apparaît pas.

### VII. 3 Fonctionnement du circuit

#### VII. 3. a Au démarrage.

- Le secteur est redressé mono-alternance, filtré, limité par une résistance série  $R_2$ . La tension résultante est appliquée à la broche 9. A la mise en marche, la tension sur cette broche croît en fonction de la constante de temps  $R_2(\text{série}) \cdot C$  (filtrage).

Lorsqu'elle atteint 4,5 V, une tension de référence interne au CI est établie validant ainsi l'amplificateur de sortie. Le condensateur  $C_6$  en série avec la base

du transistor commence à se charger. Et lorsqu'elle atteint 12,5 V, la tension de référence 4,2 V est distribuée à tous les blocs fonctionnels internes. Le CI est prêt à démarrer.

Une première impulsion de courant de base est alors engendrée et, grâce à l'énergie emmagasinée dans  $C_g$ , le transistor peut atteindre la saturation. Cette première phase de commutation induit une tension en direct sur l'enroulement d'auto-alimentation.

### VII.3.b En régime établi.

- Le régime établi se caractérise pour le CI TDA4600 par une tension supérieure à 7,5 V sur sa broche 9.

Un fort courant de base abaissera la tension  $V_{CE}$  mais allongera le temps de fermeture du transistor. Il y a donc une adéquation à réaliser entre le courant de base  $I_{B1}$  de mise sous tension, le courant  $I_{B2}$  de coupure et le courant collecteur désiré. Cette adéquation est réalisée par le CI TDA 4600 en injectant dans la base du transistor une quantité de courant proportionnelle à la dent de scie élaborée par la broche 4.

Le temps de conduction est défini par l'angle de croissance de la rampe et l'intersection avec la tension de l'amplificateur d'erreur (broche 3 et la

tension de consigne interne de 2,1 V), Fig VII.2.

lors du blocage du transistor, la sortie 8 passe de l'état haut à l'état haute impédance alors que la broche 7 présente un niveau bas. Le Condensateur  $C_6$  est alors chargé à une tension positive proportionnelle à la quantité d'énergie qui a été injectée dans la base. Son pôle (+) est amené à la masse du circuit et la base du transistor se trouve donc portée à un potentiel négatif par rapport à la masse. Un courant d'extraction peut ainsi s'établir, ce qui réduit considérablement le temps de désaturation du transistor.

La diode  $D_6$  a pour effet de limiter en valeur absolue la tension inverse base - émetteur du transistor. Le Condensateur haute tension  $C_{11}$  soulage le transistor lors des variations importantes de tension.

### VII. 3. C En régime de sécurité.

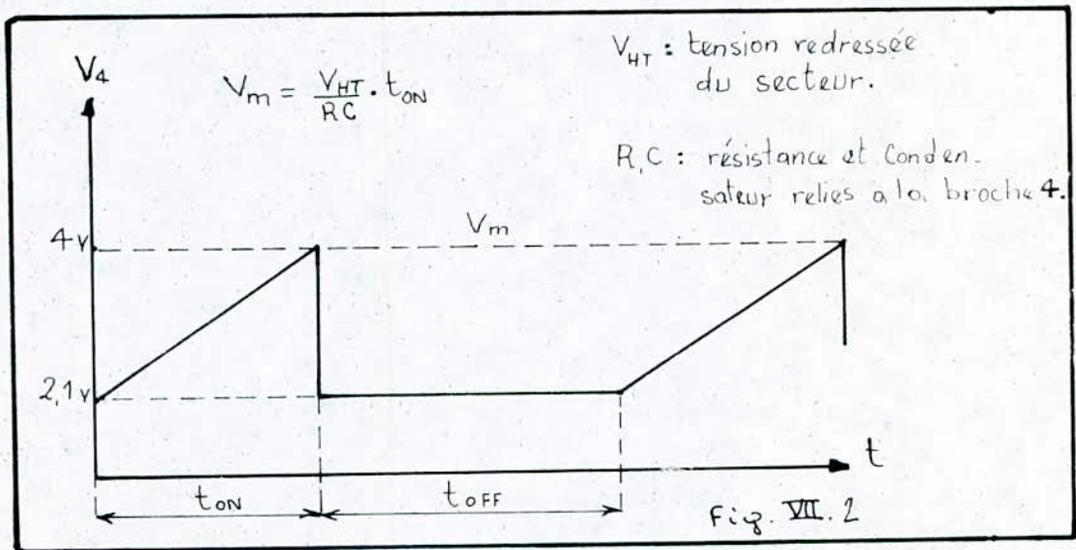
- En cas d'anomalie, le niveau de la broche 7 se bloque à 1,6 V, immobilisant ainsi le transistor dans l'état non passant.

Le CI TDA 4600 inhibe la commande de puissance lorsque

- La tension de la broche 9 descend à moins de 7 V ;
- La broche 5 voit une tension inférieure à 2,2 V.

Le circuit se positionne également en régime de sécurité en cas :

- de surcharge aval. La tension sur la broche 4 atteignant 4V, impose une fréquence de l'ordre de 25 KHZ;
- de court-circuit côté utilisation. La tension de la broche 3 devient supérieure à 2,3V.



### VII. 3. d En régime de veille .

- Lors de la veille, c'est-à-dire lorsque la charge descend aux environs de 3 W, le comportement du convertisseur peut être assimilé à celui d'un oscillateur libre. La charge ne peut être nulle dans ce convertisseur .

A chaque mise en conduction du transistor de commutation, seule une quantité minimum d'énergie charge

le primaire. Cette faible quantité d'énergie engendre un temps de décharge également faible.

- Le régime de veille se caractérise donc par la juxtaposition du ton du transistor.

## CONCLUSION

L'utilisation des alimentations à découpage devient de plus en plus répandue, dans les équipements électroniques, les rendant plus performants et plus confortables, grâce à leurs nombreux avantages qui se multiplient de jour en jour avec l'évolution de la technologie.

L'utilisation du transistor de puissance comme commutateur électronique dans les alimentations à découpage, permet à ces dernières de travailler à des fréquences très élevées.

Durant la commutation une énergie très importante se dissipe dans le transistor et provoque sa destruction. Pour éviter ce phénomène, toute alimentation à découpage doit être munie d'un circuit d'aide à la commutation, limitant cette énergie destructive, ainsi que les pertes dans le transistor.

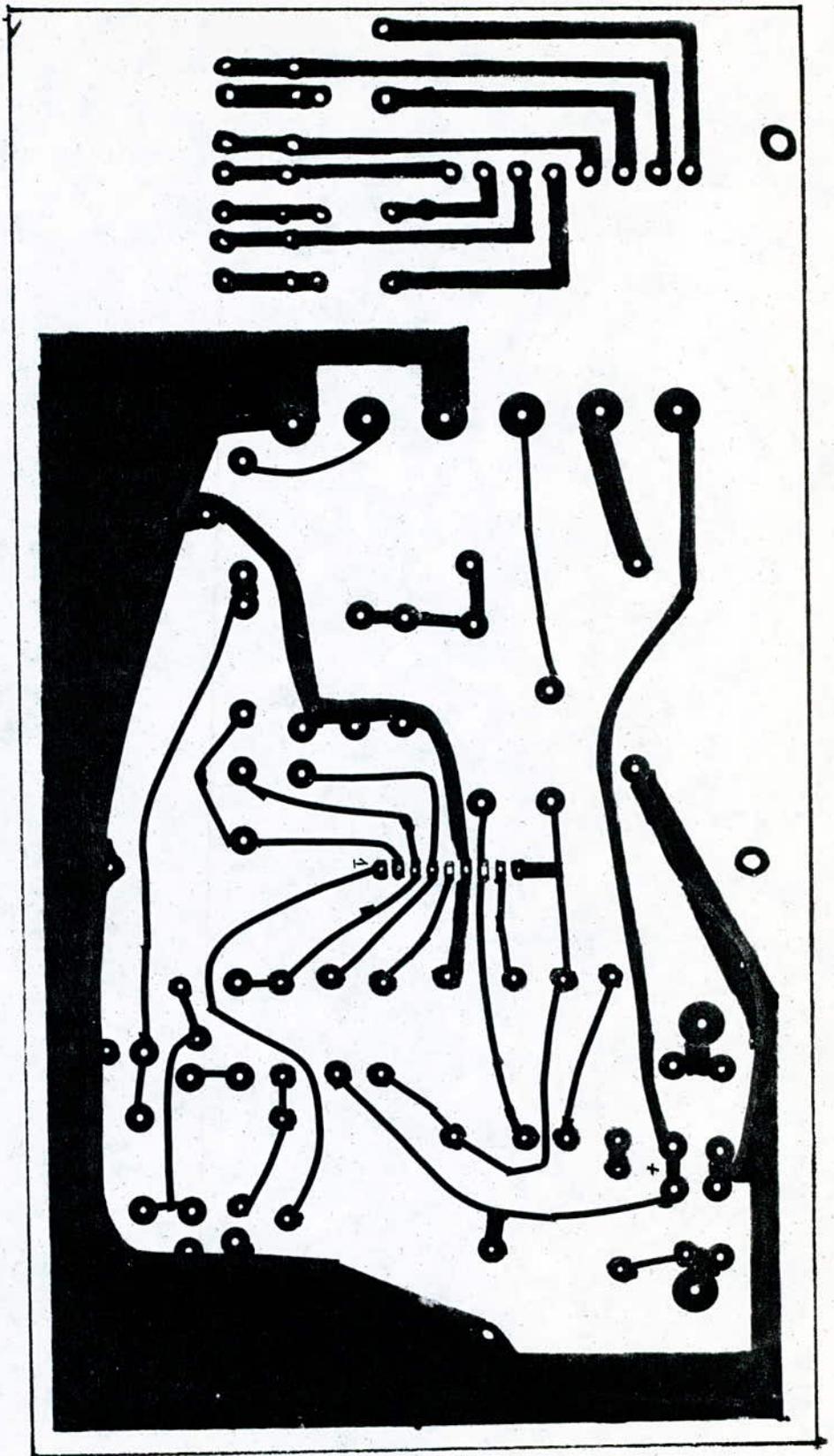
Les ferrites utilisées dans ce type d'alimentation, ne présentent que des faibles pertes, car leur induction magnétique ne dépasse que rarement les 0.3T, et les enroulements n'ont que quelques spires.

Grâce au circuit intégré TDA 4600, le montage réalisé n'exige que quelques composants extérieurs, il est simple, et son coût de réalisation est bon.

Le transistor utilisé dans le circuit est le BU208 D, il possède une diode entre le collecteur et l'émetteur, rendant le mode de fonctionnement du convertisseur en "forward".

A cause de l'enroulement de régulation qui doit être constitué de 3 spires, le rapport cyclique s'annule à une certaine valeur de tension d'entrée.

Nous sommes entrain de continuer les essais avec d'autres types de transistors.



CIRCUIT IMPRIME

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] TLE . Décembre . 1984 . N° 499 .
- [2] J.L. DALMASSO . Commutation - Electronique de Puissance .
- [3] Electronique De Puissance N°6
- [4] Electronique De Puissance N°7
- [5] Electronique Applications N°43 .
- [6] Electronique De Puissance N° 11