

14/93

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية  
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

## SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN  
CONVERTISSEUR DE TYPE FLYBACK  
OFERANT EN MODE P.W.M  
ET  
"QUASI-RESONNANCE"

PROPOSE PAR:  
T. ZEBBADJI  
O. STIHI

ETUDIE PAR:  
HACEINI ABDELGHANI  
HILLAL M'HENNA

DIRIGE PAR:  
T. ZEBBADJI  
O. STIHI

PROMOTION: JUILLET 1993

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية  
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

## SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN  
CONVERTISSEUR DE TYPE FLYBACK  
OPERANT EN MODE P.W.M  
ET  
"QUASI-RESONNANCE"

PROPOSE PAR:  
T. ZEBBADJI  
O. STIHI

ETUDIE PAR:  
HACEINI ABDELGHANI  
HILLAL M'HENNA

DIRIGE PAR:  
T. ZEBBADJI  
O. STIHI

PROMOTION: JUILLET 1993

E.N.P. 10, AVENUE HACEN BADI EL-HARRACH - ALGER

# REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
École Nationale Polytechnique

*Nos remerciements vont à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation, en particulier, nos deux promoteurs:*

*Mer T. ZEBBADJI et O. STIHI, qui nous ont apporté aide et assistance tout au long de la concrétisation de ce travail.*

**M. HILLAL et A. HACEINI**

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION .....	1
Chapitre I: Principe et modélisation du convertisseur "FLYBACK"	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Comparaison entre alimentations lineaires et découpages .....	3
I.2.1 Principe d'une alimentation linéaire .....	3
I.2.2 Principe d'une alimentation à découpage .....	4
I.2.2.1 Intérêt du découpage.....	5
-Le rendement .....	5
-La puissance massique.....	5
I.2.3 Comparaison des 2 types d'alimentations.....	6
I.2.4 Conclusion.....	6
I.3 Etude du convertisseur "FLYBACK".....	7
I.3.1 Choix du convertisseur.....	7
I.3.1.1 Cahier des charges de l'alimentation ..	7
I.3.1.2 Le choix et sa justification.....	7
I.3.2 Modélisation et mise en équation .....	8
I.3.2.1 Principe de fonctionnement du "FLYBACK".....	8
I.3.2.2 Mise en équation .....	8
-Hypothèses de travail.....	8
-Principales relations .....	10
-Détermination des valeurs moyennes....	12
-Détermination de l'ondulation de sortie.....	12
Chapitre II: Conception et dimensionnement du convertisseur "FLYBACK" en mode "PWM"	
II.1 Introduction.....	15
II.2 Dimensionnement du circuit de puissance .....	15
II.2.1 Le transformateur .....	15
-Choix de la dimension du noyau.....	16
-Calcul du bobinage.....	16
II.2.2 Les semi-conducteurs.....	21
II.2.2.1 Le transistor.....	21
II.2.2.2 La diode SHOTTKY .....	25
II.2.3 Le filtre de sortie.....	26
II.3 Conception du circuit de commande .....	27
II.3.1 Introduction.....	27
II.3.2 Architecture des circuits intégrés de commande.....	28
II.3.3 Recommandations pour l'utilisation du circuit de commande.....	31

Chapitre III: Réalisation pratique du convertisseur	
"FLYBACK" en mode PWM	
III.1 Introduction .....	34
III.2 Choix du mode de conduction .....	34
III.3 Choix de la fréquence de découpage .....	34
III.4 Réalisation de l'alimentation.....	35
III.4.1 Le circuit de puissance.....	35
III.4.1.1 Le transformateur.....	35
III.4.1.2 Le transistor.....	37
III.4.1.3 La diode "SHOTTKY".....	40
III.4.1.4 Le filtre de sortie.....	41
III.4.2 Le circuit de commande.....	41
III.5 Résultats expérimentaux et interprétations .....	43
III.6 Conclusion .....	46
Chapitre IV: Le convertisseur FLYBACK en mode	
"Quasi-résonance"	
IV.1 Introduction.....	47
IV.2 Quasi-résonance à tension nulle .....	47
IV.2.1 Généralités.....	47
IV.3 FLYBACK quasi-résonant à tension nulle.....	48
IV.3.1 Principe de fonctionnement.....	48
IV.3.2 Etude théorique.....	49
IV.3.3 Mesures et interprétations.....	54
IV.4 Conclusion.....	56
CONCLUSIONS GENERALES.....	57
ANNEXES.....	59

# **INTRODUCTION**

## INTRODUCTION

L'extraordinaire progrès qu'a connu la technologie des semiconducteurs, capacités et noyaux de ferrites, a conduit à une explosion dans le marché des alimentations à découpage .

Au sens le plus large, on regroupe, sous cette appellation, tout les convertisseurs électroniques d'énergie employant les techniques de commutation ou «tout ou rien» et transformant une tension continue en une autre (ou plusieurs autres) tension continue

Les lois qui régissent le fonctionnement d'une alimentation à découpage sont connues depuis longtemps:elles concernent l'accumulation et la restitution d'énergie électrique par une inductance .

Au cours de ce travail,nous examinerons différents aspects relatifs aux alimentations à découpage,le champ d'application sera volontairement réduit à l'alimentation FLYBACK à deux sorties en raison de sa simplicité et sa prédisposition à s'adapter aux exigences de plusieurs sorties .

Au premier chapitre,nous traiterons dans un premier temps,de la comparaison et de la supériorité de l'alimentation à découpage sur l'alimentation linéaire, ensuite nous aborderons le principe de fonctionnement du convertisseur FLYBACK en mode classique (P.W.M) et son étude théorique, et cela en utilisant la technique de "la moyenne dans l'espace d'état" [6].

Au second chapitre, on procédera au dimensionnement du notre convertisseur .Nous déterminerons alors les contraintes maximales appliquées aux semi-conducteurs ,ainsi que les dimensions du transformateur et du filtre de sortie .Enfin, nous donnerons un aperçu sur le circuit de commande de l'alimentation et les exigences auxquels il doit satisfaire.

Dans le troisième chapitre, on abordera la réalisation pratique de l'alimentation FLYBACK.On parlera entre autres, du choix de la fréquence,des techniques qui ont prévalu au choix des semi-conducteurs,ainsi que des problèmes rencontrés et les éventuelles solutions trouvées.Une fois le circuit réalisé, nous le testerons en procédant à une série de mesures;ce qui va nous permettre de tirer des constatations quand au bon fonctionnement du FLYBACK.

Le FLYBACK en mode P.W.M, est limité par la montée en fréquence. En effet, pour les très hautes fréquences, le rendement se détériore à cause des pertes par commutation dans les interrupteurs.On est amené alors à envisager des topologies de convertisseurs permettant la montée en fréquence sans trop altérer le rendement.

Dans le chapitre quatre,une solution est apportée en adoptant le concept de quasi-résonance qui permet d'adoucir la commutation.

Enfin une conclusion générale clôtur<sup>e</sup> notre modeste travail .



# CHAPITRE I

PRINCIPE ET MODELISATION

DU CONVERTISSEUR FLYBACK

## I.1 INTRODUCTION:

L'objectif de ce chapitre est de démontrer la supériorité des alimentations à découpage sur les alimentations linéaires, surtout du point de vue rendement et puissance volumique . [1]  
L'étude va porter ensuite sur le convertisseur FLYBACK; nous donnerons bien sûr les raisons qui ont motivé ce choix et le modèle mathématique utilisé pour représenter ce système. Nous utiliserons les résultats de la technique de "la moyenne dans l'espace d'état" pour déterminer l'état permanent du convertisseur [6] .

## I.2 COMPARAISONS DES ALIMENTATIONS LINEAIRES ET A DECOUPAGES

Dans les équipements industriels, pour alimenter sous une tension continue convenable les appareils ou les sous-ensembles, on a besoin d'alimentations continues réglées ou non. Pour les alimentations continues réglées, il existe deux schémas de principe à savoir:

les alimentations linéaires et à découpage .

### I.2.1 PRINCIPE D'UNE ALIMENTATION LINEAIRE:

Ces alimentations se composent :

- d'un transformateur 50 Hz en tôles de silicium qui assure l'isolement galvanique et l'adaptation des tensions désirées;
- d'un redresseur et son filtrage;
- d'une régulation pour stabiliser la tension de sortie (fig.1)

La régulation s'effectue par le biais d'un transistor fonctionnant en régime linéaire appelé BALLAST. La puissance

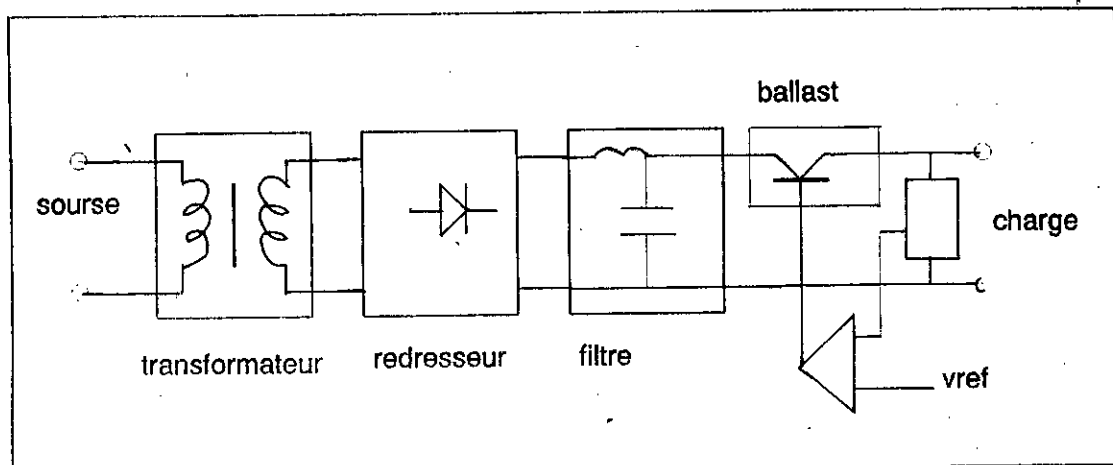


Figure 1: principe d'une alimentation série

dissipée dans ce transistor est importante, ce qui nécessite l'emploi d'un radiateur. Le rendement global d'une telle alimentation est généralement dégradé (inférieur à 50 %)[2].

#### 1.2.2 PRINCIPE D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE :

Les alimentations à découpage sont apparues dans le but d'améliorer le rendement. Le principe de base d'une telle alimentation est illustré par la figure 2 [7]:

- la tension du secteur est redressée puis filtrée;
- un transistor de puissance hache la tension continue obtenue à une fréquence élevée, généralement au delà des fréquences audibles (20 kHz);
- le transformateur à noyau en ferrite assure l'isolation galvanique et l'adaptation des tensions désirées;
- la tension de sortie est générée par redressement et filtrage de la tension découpée;
- la régulation s'effectue par action sur le temps de conduction du transistor de commutation.

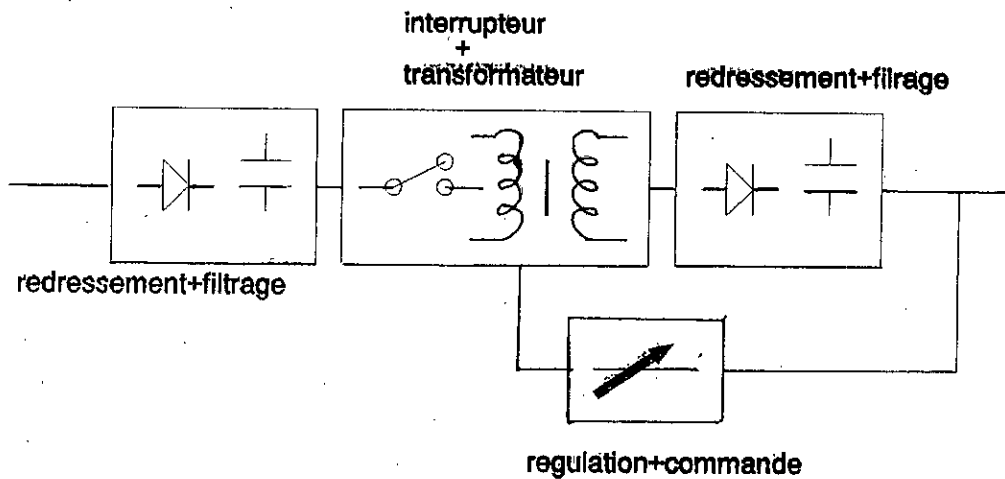


Figure 2: principe d'une alimentation à découpage

I.2.2.1 INTERET DU DECOUPAGE:

LE RENDEMENT:

Dans une alimentation à découpage, le transistor est alternativement bloqué ou saturé, donc la puissance dissipée sera très faible comparée à celle du transistor série dans une alimentation linéaire, ce qui augmente le rendement.

LA PUISSANCE MASSIQUE:

Par suite de la fréquence élevée adoptée, les noyaux et le bobinage du transformateur des alimentations à découpage, sont beaucoup plus petits que ceux à 50Hz, en effet la relation:

$$NS = k \frac{U}{FB_m} \quad (1)$$

montre que le produit du nombre de spires (N) par la section du noyau (S), qui détermine le volume, est inversement proportionnel à la fréquence pour un rapport tension (U) sur induction maximale ( $B_m$ ) constant.

L'augmentation de la fréquence permet également de diminuer les

valeurs des inductances et condensateurs de filtrage comme nous allons le voir ultérieurement.

### I.2.3 COMPARAISON DES DEUX TYPES D'ALIMENTATIONS :

Les alimentations à découpage ont pris un avantage décisif sur les alimentations linéaires en ce qui concerne le rendement et la puissance massique. Mais il n'en demeure pas moins vrai que les premières citées présentent quelques inconvénients. Afin de mieux cerner le problème de comparaison, nous avons établi un tableau comparatif consacré aux avantages et inconvénients de ces deux types d'alimentations[2].

PARAMETRES	ALIM. A DECOUPAGE	ALIM. LINEAIRES
rendement	excellent (80%)	mauvais (< 50%)
puissance massique	très élevée	réduite
temps de maintien	bon (> 15 ms)	nul
plage de tensions	large plage	plage réduite
courant d'appel	important	faible
ondulations	fortes ondulations	peu d'ondulations
fiabilité	MTBF moyen	grand MTBF
parasites réseaux	impermeable	sensibles

**TABLEAU 1:**comparaisons des deux types d'alimentations

### I.2.4 CONCLUSION :

Comme on peut le voir, grâce à ce tableau, les alimentations à découpage ont beaucoup plus d'avantages que d'inconvénients; ce qui démontre clairement leur supériorité sur les alimentations linéaires .

### I.3 ETUDE DU CONVERTISSEUR FLYBACK :

#### I.3.1 CHOIX DU CONVERTISSEUR:

Il existe plusieurs schémas de base pour les alimentations à découpage, mais les plus usuelles sont [7] :

Les convertisseurs à accumulation ou FLYBACK, le convertisseur série direct ou FORWARD et les convertisseurs symétriques en pont ou push-pull .

##### I.3.1.1 CAHIER DES CHARGES DE L'ALIMENTATION:

Le but de notre étude est de réaliser une alimentation continue à deux sorties, la première sortie  $v_{s1}$  pouvant délivrer une tension de 24 V et un courant de 2 A, la deuxième sortie  $v_{s2}$  pouvant délivrer 36 V ET 1.5 A à partir d'une tension d'entrée de 60 V, le taux d'ondulation pour les deux sorties est fixé à 5% .

##### I.3.1.2 LE CHOIX ET SA JUSTIFICATION:

La puissance délivrée par l'alimentation étant relativement faible environ 100W, le convertisseur FLYBACK parait le mieux adapté à la réalisation envisagée pour les raisons suivantes[2] :

- Architecture la plus économique pour les faibles puissances ( $p < 200W$ );

- Un seul composant bobiné;

- Peu de composants semi-conducteurs;

- convenable pour les alimentations multisources car la régulation de la sortie principale entraine une bonne pré-régulation des sorties auxiliaires (cross-régulation), cette particularité provient du fait que la tension secondaire du transformateur est égale à la tension de sortie pendant la

conduction de la diode, donc un bon couplage entre les différents secondaires améliore cette pré-régulation.

### I.3.2 MODELISATION ET MISE EN EQUATION :

#### I.3.2.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU FLYBACK :

Le convertisseur FLYBACK se déduit du hacheur à accumulation inductive en remplaçant l'élément inductif de stockage par un transformateur.

Lors de la conduction du transistor  $Q$  de  $t=0$  à  $t=\alpha T$ , il y'a accumulation de l'énergie électrique dans l'inductance primaire du transformateur, les deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont bloquées. Au cours de l'ouverture de  $Q$ , l'énergie stockée au primaire est transférée au secondaire, ce qui entraîne la conduction des deux diodes pendant tout le reste de la période.

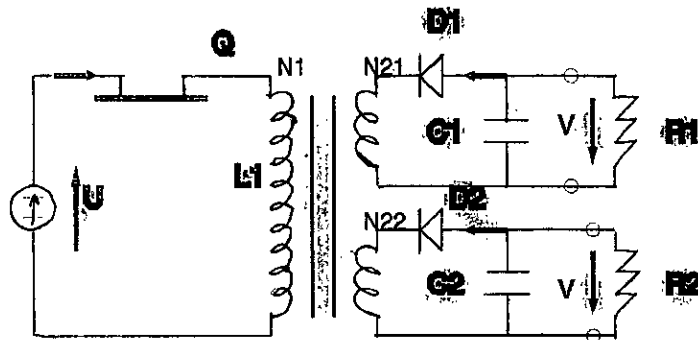


Figure 3 : principe de fonctionnement d'un flyback

#### I.3.2.2 MISE EN EQUATION :

##### HYPOTHESES DE TRAVAIL:

Pour la simplicité de l'étude, le transformateur est supposé parfait. On rend compte de son fonctionnement en affectant des inductances principales  $L_1, L_{21}, L_{22}$  aux enroulements respectivement : primaire, premier secondaire et second secondaire.

Les valeurs de  $L_1, L_{21}$  et  $L_{22}$  sont fonction de la perméabilité du matériau constituant le circuit magnétique du transformateur et de force magnétomotrice:

$$at = n_1 i_1 + n_{21} i_{21} + n_{22} i_{22} \quad (2)$$

En négligeant l'épaisseur du cycle d'hystérésis décrit par le matériau magnétique et en travaillant dans la zone linéaire de la courbe  $B=f(H)$ , on peut considérer les inductances  $L_1, L_{21}$ , et  $L_{22}$  comme constantes:

$$L_1 = \frac{n_1^2}{R}, L_{21} = \frac{n_{21}^2}{R}, L_{22} = \frac{n_{22}^2}{R} \quad (3)$$

Donc on a aussi:

$$\frac{L_1}{n_1^2} = \frac{L_{21}}{n_{21}^2} = \frac{L_{22}}{n_{22}^2} \quad (4)$$

Tel que  $R$  est la réluctance du circuit magnétique du transformateur.

$$R = \frac{l}{\mu s} \quad (5)$$

$l$  = longueur du circuit magnétique

$s$  = section du circuit magnétique

$\mu$  = perméabilité du matériau magnétique

On désigne par  $\phi_1, \phi_{21}, \phi_{22}$  les flux créés à travers une section du circuit magnétique, par les courants dans les trois enroulements:

Le flux total instantané à travers chaque spire est donné par



$$\phi_1 = \frac{L_1 i_1}{n_1}, \phi_{21} = \frac{L_{21} i_{21}}{n_{21}}, \phi_{22} = \frac{L_{22} I_{22}}{n_{22}} \quad (6)$$

$$\phi_t = \phi_1 + \phi_{21} + \phi_{22} \quad (7)$$

Les interrupteurs sont également supposés parfaits et leurs commutations instantanées.

PRINCIPALES RELATIONS :

INTERVALLE  $[0, \alpha T]$  :

Pendant l'intervalle allant de 0 à  $\alpha T$ , les courants secondaires  $i_{21}$  et  $i_{22}$  sont nuls :

$$at = n_1 i_1 \quad (7)$$

$$\phi_t = \phi_1 = i_1 \frac{L_1}{n_1} \quad (8)$$

$$u = n_1 \frac{d\phi}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} = \frac{L_1}{n_1} \frac{dat}{dt} \quad (9)$$

$$C_1 \frac{dv_{s1}}{dt} + \frac{v_{s1}}{R_1} = 0 \quad (10)$$

$$C_2 \frac{dv_{s1}}{dt} + \frac{v_{s1}}{R_1} = 0 \quad (11)$$

INTERVALLE  $[\alpha T, T]$  :

Pendant cet intervalle, le courant primaire  $i_1$  est nul :

$$at = n_{21} i_{21} + n_{22} i_{22} \quad (12)$$

$$\phi_t = \phi_{21} + \phi_{22} = i_{21} \frac{L_{21}}{n_{21}} + i_{22} \frac{L_{22}}{n_{22}} = \frac{L_1}{n_1^2} (n_{21} i_{21} + n_{22} i_{22}) = \frac{L_1}{n_1^2} a t \quad (13)$$

$$v_{s1} = -n_{21} \frac{d\phi_t}{dt} = -\frac{n_{21}}{n_1^2} L_1 \frac{da}{dt} \quad (14)$$

$$v_{s2} = -n_{22} \frac{d\phi_t}{dt} = -\frac{n_{22}}{n_1^2} L_1 \frac{da}{dt} \quad (15)$$

$$i_{21} = C_1 \frac{dv_{s1}}{dt} + \frac{v_{s1}}{R_1} \quad (16)$$

$$i_{22} = C_2 \frac{dv_{s2}}{dt} + \frac{v_{s2}}{R_2} \quad (17)$$

A partir des équations ci-dessus on peut établir un modèle simplifié pour représenter le transformateur du FLYBACK :

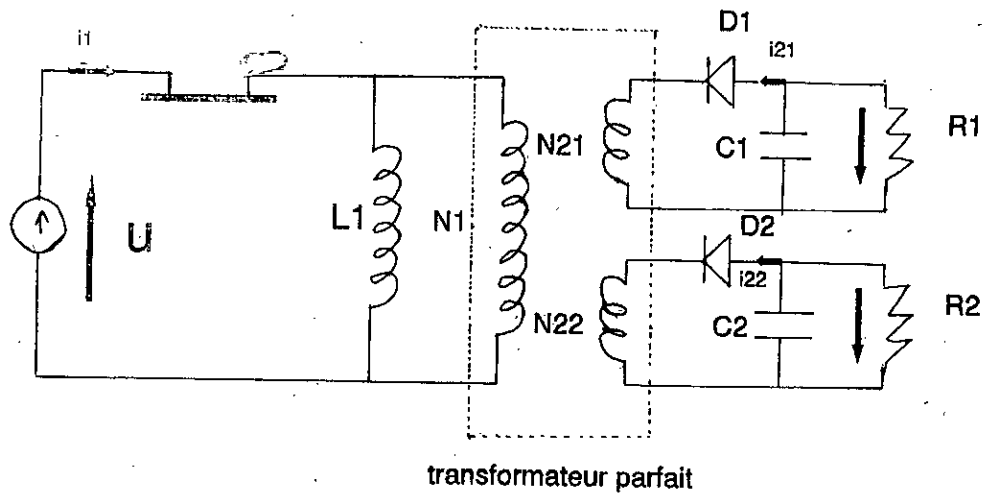


Figure 4 : modèle simplifié du transformateur flyback

### DETERMINATION DES VALEURS MOYENNES:

La méthode utilisée pour calculer les valeurs moyennes des différentes variables caractérisant l'état permanent du convertisseur, est la technique de " la moyenne dans l'espace d'état " [6]. L'application de cette méthode au FLYBACK donne les résultats suivants :

$$V_{s1} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \frac{n_{21}}{n_1} U \quad (19)$$

$$V_{s2} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} \frac{n_{22}}{n_1} U \quad (20)$$

$$I_{21} = \frac{V_{s1}}{R_1} \quad (21)$$

$$I_{22} = \frac{V_{s2}}{R_2} \quad (22)$$

$$I_1 = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2} \frac{U}{n_1^2} \left[ \frac{n_{21}^2}{R_1} + \frac{N_{22}^2}{R_2} \right] \quad (23)$$

$$AT = \frac{\alpha}{(1-\alpha)^2} \frac{U}{n_1} \left[ \frac{n_{21}^2}{R_1} + \frac{n_{22}^2}{R_2} \right] \quad (24)$$

### DETERMINATION DE L'ONDULATION DE TENSION DE SORTIE :

Pour l'étude de l'ondulation de la tension de sortie, on considère à priori, que les courants  $i_{21}$  et  $i_{22}$  constants, cela signifie que leur ondulation est négligeable devant leur valeur moyenne.

Pour le premier secondaire, par exemple, on a :

■ Pour  $0 < t < \alpha T$  :

$$C_1 \frac{dv_{s1}}{dt} + \frac{v_{s1}}{R_1} = 0 \quad (25)$$

$v_{s1}$  a pour expression :

$$v_{s1} = v_{s1M} \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right) \quad (26)$$

A la fin de cet intervalle,  $v_{s1}$  est passée de son maximum à son minimum, ce dernier a pour valeur :

$$v_{s1m} = v_{s1M} \exp\left(-\frac{\alpha T}{R_1 C_1}\right) \quad (27)$$

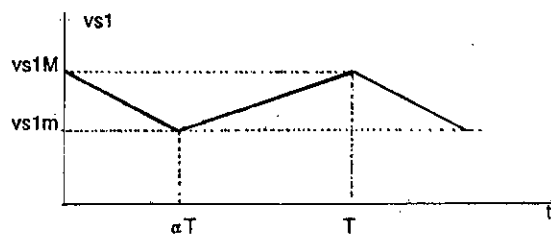


figure 12 : ondulation de la tension de sortie

■ Pour  $\alpha T < t < T$  :

$$i_{21} = C_1 \frac{dv_{s1}}{dt} + \frac{v_{s1}}{R_1} \quad (28)$$

D'où l'expression de  $v_{s1}$  :

$$v_{s1} = v_{s1M} \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right) + R_1 i_{21} \left[1 - \exp\left(-\frac{(t - \alpha T)}{R_1 C_1}\right)\right]$$

En écrivant qu'à l'instant  $t=T$ ,  $v_{s1}$  retrouve la valeur  $v_{s1M}$ , on obtient :

$$v_{s1M} = R_1 i_{21} \frac{1 - \exp\left[-\frac{(1-\alpha)T}{R_1 C_1}\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T}{R_1 C_1}\right)} \quad (29)$$

L'ondulation de  $v_{s1}$  est donc donnée par :

$$\Delta v_{s1} = v_{s1M} - v_{s1m} = v_{s1M} \left[1 - \exp\left(-\frac{\alpha T}{R_1 C_1}\right)\right]$$

$$\Delta v_{s1} = \frac{1 - \exp\left[-\frac{(1-\alpha)T}{R_1 C_1}\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T}{R_1 C_1}\right)} \left[1 - \exp\left(-\frac{\alpha T}{R_1 C_1}\right)\right] \quad (30)$$

Si la constante de temps RC est très supérieure à la période T, on obtient :

$$\Delta v_{s1} = R_1 i_{21} (1-\alpha) \alpha \frac{T}{R_1 C_1} \quad (31)$$

Et puisque  $i_{21}$  est égal à :  $v_{s1}/(1-\alpha)R_1$  et  $v_{s1} = \alpha U n_{21}/(1-\alpha)n_1$

On aura finalement :

$$\Delta v_{s1} = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)} \frac{T}{R_1 C_1} \frac{n_{21}}{n_1} U \quad (32)$$

Pour l'autre secondaire on obtient de la même façon :

$$\Delta v_{s2} = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)} \frac{T}{R_2 C_2} \frac{n_{22}}{n_1} U \quad (33)$$

## CHAPITRE II

CONCEPTION ET DIMENSIONNEMENT  
DU FLYBACK EN MODE P.W.M

## II.1 INTRODUCTION :

Ce chapitre va nous permettre l'étude du dimensionnement de l'alimentation FLYBACK. Dans un premier temps, on doit déterminer le type de composants qui convient pour ce genre de convertisseur en donnant les raisons qui ont guidé ce choix. Ensuite on procédera au calcul des contraintes maximales que vont supporter les composants de commutation, ainsi que le dimensionnement du transformateur et du filtre de sortie. Enfin nous donnerons un aperçu sur le type de circuits intégrés utilisés pour réaliser la commande du convertisseur.

## II.2 DIMENSIONNEMENT DU CIRCUIT DE PUISSANCE :

### II.2.1 LE TRANSFORMATEUR :

Dans le convertisseur FLYBACK, le transformateur représente une part importante du coût et conditionne fortement le bon fonctionnement de l'ensemble. Ce composant majeur a pour fonctions [12] :

- d'isoler le secteur d'alimentation et la charge ;
- de rendre possible les sorties multiples ;
- de stocker l'énergie durant la phase passante du transistor ;
- de mieux réguler les tensions de sortie .

#### II.2.1.1 DIMENSIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR :

Le dimensionnement et la construction d'un transformateur pour une alimentation à découpage en général, et une alimentation FLYBACK en particulier doivent être menés avec soin pour éviter les problèmes inhérents au fonctionnement haute fréquence :

- inductances de fuite entraînant des surtensions ;
- effet de peau et courants de Foucault provoquant des pertes

supplémentaires dans le cuivre ;

- apparition des capacités parasites dans les éléments bobinés [13].

La méthode de calcul proposée ci-dessous est basée sur l'application des lois de l'électromagnétisme, et sur l'utilisation des éléments fournis par les constructeurs de matériaux magnétiques .

#### CHOIX DE LA DIMENSION DU NOYAU :

Les noyaux utilisés pour la réalisation du transformateur opérant en haute fréquence, sont des oxydes ferromagnétiques connus sous l'appellation de "ferrites". Les pertes dans le noyau magnétique sont faibles grâce à la grande résistivité des ferrites [12].

Le noyau du transformateur FLYBACK devra comprendre un entrefer pour pouvoir stocker une grande énergie magnétique et, par la même ne pas saturer le circuit magnétique.

Par ailleurs, il existe plusieurs formes de noyaux magnétiques, qui diffèrent suivant les applications . Et pour faire le choix, il faut utiliser les abaques donnés par les constructeurs de ferrites [12], qui permettent de définir le noyau optimum en fonction :

- de la puissance à transmettre ;
- de la fréquence de découpage ;
- des contraintes de conception (encombrement , nombre de sorties ).

#### CALCUL DU BOBINAGE :

##### ENROULEMENT PRIMAIRE:



Pour un convertisseur FLYBACK, le nombre de spires de l'enroulement primaire, peut être calculé de la manière suivante :

$$U_{\max} = n_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (34)$$

$$\phi = B_{\max} S \quad (35)$$

$$n_1 = \frac{U_{\max} \alpha_{\max}}{B_{\max} S F} \quad (36)$$

$U_{\max}$  = valeur de la tension d'entrée maximale .

$\alpha_{\max}$  = rapport cyclique maximal qui est fixé à 0.5 .

$B_{\max}$  = valeur de l'induction maximale.

$S$  = section du noyau.

$F$  = fréquence de découpage.

Dans la formule nous prenons la valeur maximale de la tension d'entrée et du rapport cyclique ,pour être sûr de ne pas saturer le noyau même pendant les états transitoires difficiles.

#### ENROULEMENT SECONDAIRE :

Pour calculer le nombre de spires de l'enroulement secondaire du transformateur ,il est nécessaire de calculer le rapport de transformation qui est donné par la formule suivante :

$$n_i = \frac{n_1}{n_{si}} = \frac{\alpha_{\max} U_{\max}}{(1 - \alpha_{\max}) V_{Si}} \quad (37)$$

où  $V_{si}$  est la valeur moyenne de la tension de sortie .

En connaissant la valeur du rapport de transformation, nous pouvons calculer le nombre de spires de l'enroulement secondaire :

$$n_{si} = \frac{n_1}{n_{ni}} \quad (38)$$

#### CALCUL DE L'INDUCTANCE DU TRANSFORMATEUR:

L'inductance principale du transformateur doit être calculée à partir de l'énergie stockée .En effet pendant la phase de conduction du transistor, le transformateur emmagazine de l'énergie magnétique notée  $w$  :

$$w = \frac{1}{2} L_1 I_{\max}^2 \quad (39)$$

Cette énergie peut être exprimée en fonction de la puissance d'entrée :

$$w = \frac{P_{in}}{F} = \frac{P_{out}}{\eta F} \quad (40)$$

Par suite la valeur de l'inductance est donnée par :

$$L_1 = \frac{2 P_{out}}{\eta I_{\max}^2 F} \quad (32)$$

Par ailleurs, pour avoir un mode de conduction continu il faut que l'inductance soit supérieure à une valeur minimale donnée par : [7]

$$L_{1\min} = \frac{(U_{\max} \alpha_{\max})^2}{2 P_{out} F} \quad (42)$$

### CALCUL DE L'ENTREFER :

Comme nous l'avons signalé auparavant, il faut qu'il y'ait un entrefer pour ne pas saturer le noyau magnétique .La valeur minimale de l'entrefer peut être déterminée en utilisant la formule suivante :

$$e = \frac{n_1^2 \mu_0 S}{2L_1} - \frac{l}{2\mu_r} \quad (43)$$

$\mu_0$  = perméabilité du vide .

$\mu_r$  = perméabilité relative du matériau magnétique .

$e$  = longueur de l'entrefer .

$l$  = longueur moyenne du circuit magnétique .

### CHOIX DES CONDUCTEURS :

Pour choisir le diamètre des conducteurs, il faut tenir compte de l'effet de peau qui intervient en haute fréquence.

Pour un conducteur en cuivre, la profondeur de pénétration du courant est donné par :

$$\sigma = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \pi F}} \quad (44)$$

Tel que :

$\mu$  = perméabilité du cuivre .

$\rho$  = résistivité du cuivre .

$F$  = fréquence de découpage .

Pour tenir compte de ce facteur dans le choix des conducteurs, nous devons d'abord calculer la valeur efficace des courants dans l'enroulement primaire et les enroulements secondaires .

La valeur efficace du courant primaire est donnée par [8] :

$$I_{1eff} = I_1 \sqrt{\alpha_{max}} \quad (45)$$

La valeur efficace du courant secondaire est donnée par [8] :

$$I_{sieff} = I_{si} \sqrt{1 - \alpha_{max}} \quad (46)$$

Ensuite, il faut choisir une densité de courant appropriée, qui est généralement de 5A/mm<sup>2</sup> .

La section des enroulements primaire et secondaires est donnée par :

$$S_1 = \frac{I_{1eff}}{J}$$

$$S_{si} = \frac{I_{sieff}}{J}$$

J = densité de courant .

Nous donnons maintenant une méthode pour choisir le diamètre des conducteurs en fonction de l'épaisseur de peau :

Lorsque le diamètre des conducteurs calculé est inférieur à la profondeur de peau, nous utiliserons le conducteur correspondant à ce diamètre, sinon il est conseillé d'utiliser un bobinage en faisceaux .

#### L'ISOLEMENT :

Pour satisfaire aux conditions d'isolement secteur de la norme CEI45, il faut ménager un espace de 4mm entre l'enroulement et les joues de la carcasse . Il faut bien sûr isoler aussi les couches des différents enroulements.

#### PERTES DANS LE TRANSFORMATEUR :

Les pertes dans le transformateur se décomposent en :

### PERTES DANS LES FERRITES :

Les constructeurs donnent les pertes ( $p_f$ ) par unité de poids en fonction de la fréquence (F) et de l'inductance maximale ( $B_{max}$ ). Les pertes totales s'expriment par :

$$P_{fer} = MP_f \quad (47)$$

M = masse de la ferrite .

### PERTES JOULES DANS LES CONDUCTEURS :

En raison de l'effet de peau, la répartition du courant dans les conducteurs n'est plus uniforme et le bobinage du transformateur présente une résistance supérieure à celle qu'en continu, les formules suivantes tiennent compte de ce fait et apporte les corrections nécessaires [2].

$$P_j = R_{cl} KI_{1eff}^2 + \sum_{i=1}^n R_{ci} K_i I_{sieff}^2 \quad (48)$$

n = nombre de sorties .

$R_c$  = résistance de l'enroulement .

K = coefficient tenant compte de l'effet de peau .

r = rayon du conducteur .

$\delta$  = épaisseur de l'effet de peau .

## II.2.2 LES SEMI-CONDUCTEURS :

### II.2.2.1 LE TRANSISTOR :

#### INTRODUCTION :

Dans un convertisseur FLYBACK, le transistor de puissance réalise le hachage de la tension continue pour obtenir une tension alternative quasi-réctangulaire aux bornes du transformateur.

Le problème principal dans le choix des transistors de

commutation, est de trouver ceux, qui supportent des tensions et courants élevés, et garantissent surtout des temps de commutation très courts.

Le transistor MOS paraît le mieux adapté au convertisseur FLYBACK pour les hautes fréquences [19].

Le choix d'un MOS est dû aux avantages majeurs qu'il présente comparé au transistor bipolaire comme nous allons le voir ci-après .

#### POWERMOS OU BIPOLAIRE ?

Pour mieux cerner le problème du choix du type de transistor, nous donnons ci-dessous un comparatif des principales caractéristiques d'un transistor de puissance pour les deux technologies MOS et bipolaire.

PARAMETRES	MOS	BIPOLAIRE
Vitesse de commutation	****	***
pertes par commutation	****	***
pertes à l'état passant	***	****
stabilité thermique	****	**
énergie de commande	****	*
aire de sécurité	****	***
coût du composant	**	****

Tableau II: comparaison entre MOS et bipolaire

Ce tableau fait apparaître que le MOS tend progressivement à

s'imposer dans les applications hautes fréquences; ce qui convient parfaitement pour les alimentations à découpage, surtout pour celles fonctionnant en mode résonance

#### CARACTERISTIQUES DES MOS DE PUISSANCE :

Les MOS de puissance présentent des caractéristiques très intéressantes, qu'on peut <sup>reduire</sup> de manière succincte aux points suivants [14],[3] :

- une vitesse de commutation très élevée: à l'inverse du transistor bipolaire, le transistor MOS est un composant à porteurs majoritaires, donc les effets des charges stockées sont négligeables, ce qui se traduit par des temps de commutation des dizaines de fois plus courts que ceux des bipolaires.

- pas d'emballement thermique ni de second claquage du fait du coefficient de température positif de la jonction.

- un circuit de commande simple et ne nécessitant qu'une faible énergie, en effet le MOS de puissance peut être mis en conduction par une simple impulsion de courant de grille, et le maintient d'une tension de commande .

#### PARAMETRES CARACTERISTIQUES :

Le transistor MOS est un dispositif commandé en tension . La caractéristique statique est donnée par la figure (6).

Pour une valeur fixée de la tension  $V_{gs}$ , supérieure à la tension de seuil  $V_{gsth}$  (Gate Threshold Voltage), le canal créé laisse circuler un courant drain dépendant pratiquement de  $V_{gs}$ .

$$I_D = g_{fs} (V_{gs} - V_{gsth}) \quad (49)$$

où  $g_{fs}$  = transductance du transistor.

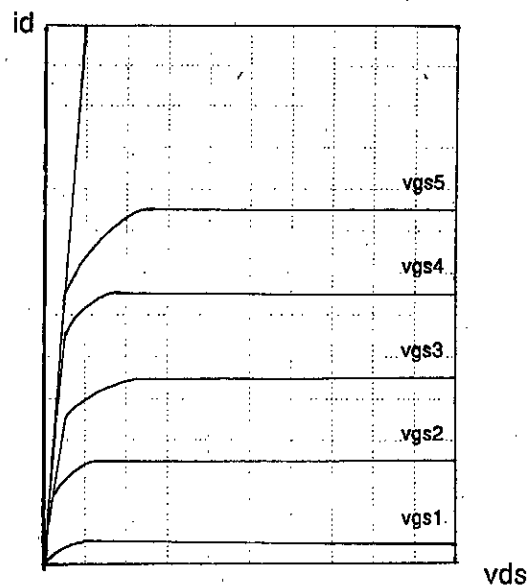


figure 6: caractéristiques statiques du MOS

Par ailleurs, une augmentation de la tension  $V_{ds}$  n'entraînera aucun accroissement du courant drain.

Si la tension  $V_{gs}$  est inférieure à la tension de seuil, le transistor est bloqué et peut supporter sans risque une tension  $V_{ds}$  inférieure à  $BV_{dss}$  (Breakdown Voltage Drain to Source). La pente de la partie linéaire de cette caractéristique permet de déterminer la résistance  $R_{dson}$  du transistor à l'état passant (elle varie de quelque dixièmes d'ohms à quelques ohms).  $R_{dson}$  augmente avec la température du cristal et diminue lorsque  $V_{gs}$  augmente ; ceci permet la limitation du courant drain et protège le transistor contre la formation de points chauds pouvant entraîner l'emballement thermique.

#### DIMENSIONNEMENT DU TRANSISTOR:

Dans ce qui suit nous allons procéder au calcul du



dimensionnement du transistor. On doit déterminer les contraintes maximales à la fois en tension et en courant que va supporter le transistor pendant la commutation.

Pour un fonctionnement donné, les valeurs moyennes  $I_Q$  et de crête  $I_{Qmax}$  du courant dans le transistor et la valeur maximale  $V_{Qmax}$  de la tension à ses bornes, sont données par [6] :

$$I_Q = I_1 = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2} \frac{U}{n_1^2} \left[ \frac{n_{21}^2}{R_1} + \frac{n_{22}^2}{R_2} \right] \quad (50)$$

$$V_{Qmax} = U + \frac{n_1}{n_{21}} \left[ V_{s1} + \frac{\Delta V_{s1}}{2} \right] \quad (51)$$

Le courant de pic est déterminé à partir des relations suivantes :

$$L_1 I_{Qmax} = \phi_{max} = n_1 B_{max} S \quad (52)$$

En utilisant les relations (27) et (41), on aura donc :

$$I_{Qmax} = \frac{2P_{out}}{\eta \alpha_{max} U_{max}} \quad (53)$$

#### II.2.2.2 LA DIODE SCHOTTKY :

Les diodes de redressement au secondaire du transformateur doivent être très rapides pour pouvoir fonctionner convenablement en haute fréquence.

Les diodes SCHOTTKY utilisent les propriétés du contact métal et semi-conducteur ; il n'y a donc pas de jonction classique n-p, mais un contact silicium n-métal. Dans une telle structure le courant qui traverse la diode n'est dû qu'aux porteurs majoritaires, contrairement à une jonction p-n où le courant est

constitué de porteurs minoritaires.

On obtient ainsi un temps de recouvrement pratiquement nul, puisque la durée de vie des porteurs majoritaires est très courte, ce qui permet à ces diodes de fonctionner à des fréquences très élevées, alors que leur tension seuil reste très faible [7].

#### DIMENSIONNEMENT DES DIODES :

La tension maximale que va bloquer la diode est égale à la tension crête de sortie augmentée de la tension secondaire du transformateur :

$$V_{D1max} = U \frac{n_{21}}{n_1} + V_{s1} + \frac{\Delta V_{s1}}{2} \quad (54)$$

Le courant moyen qui la traverse est égal à celui de la charge et par suite :

$$I_{D1} = \frac{V_{s1}}{R_1} \quad (55)$$

Le courant de pic est donné par [6] :

$$I_{D1max} = I_{D1} + \frac{\Delta i_{21}}{2} \quad (56)$$

où :

$$\Delta i_{21} = \frac{U}{2L_1 F} \frac{n_1}{n_{21}} \alpha (1-\alpha) \frac{1}{1 + \frac{R_1 n_{21}^2}{R_2 n_{22}^2}} \quad (53)$$

#### II.2.3 LE FILTRE DE SORTIE :

La capacité de filtrage a pour rôles [5] :

- lisser la tension de sortie de façon que l'ondulation H.F.

résultante ne dépasse pas 5%, comme cela été fixé par le cahier des charges .

- stabiliser la tension de sortie en présence de brusques variations de la charge .

L'idéal serait d'utiliser des capacités à faible résistance série afin d'optimiser le temps de réponse du filtre .

L'application des relations (32) et (33) obtenues au chapitre 1 permet de calculer les valeurs des deux capacités nécessaires pour lisser les deux tensions de sortie :

$$C_1 = \frac{\alpha^2}{1-\alpha} \frac{1}{R_1 F} \frac{n_{21}}{n_1} \frac{U}{\Delta V_{s1}} \quad (58)$$

$$C_2 = \frac{\alpha^2}{1-\alpha} \frac{1}{R_2 F} \frac{U}{\Delta V_{s2}} \quad (59)$$

## II.3 CIRCUIT DE COMMANDE :

### II.3.1 INTRODUCTION :

De nos jours, nul ne conteste l'intérêt présenté par les alimentations à découpage dont les facteurs déterminants sont l'excellent rendement et une grande puissance massique et volumique .En outre le prix des alimentations à découpage a été considérablement réduit et ceci grâce à la simplification des circuits de commande, avec l'apparition de circuits intégrés destinés à cet usage [19]. Grâce à ces circuits intégrés on peut réaliser des générateurs d'impulsions à fréquence et rapport cyclique variable .

La fonction de base de régulation y est améliorée par la technique de modulation de largeur d'impulsions ( PWM ). La tension prélevée aux bornes de la sortie est appliquée à un

comparateur qui ajuste le rapport cyclique du transistor de commutation de manière à réguler la tension de sortie désirée.

Les caractéristiques que doivent avoir ces circuits intégrés varient dans une large étendue en raison de l'abondance d'applications spécifiques et la diversité des configurations de montages auxquels ils sont destinés. Néanmoins la plupart des circuits intégrés de la génération actuelle ont évolué avec des performances permettant de contrôler le transistor de puissance avec un faible encombrement [19] :

### II.3.2 ARCHITECTURE DES CIRCUITS INTEGRES DE COMMANDE :

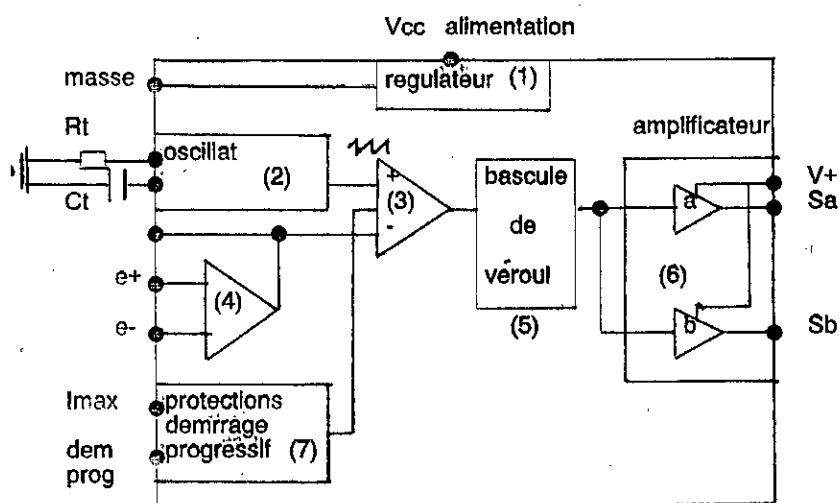


figure 7: architecture interne du circuit de commande

Les circuits intégrés permettant la commande des alimentations à découpage se composent de plusieurs fonctions internes .

La figure (7) illustre le schéma synoptique de tels circuits.

Les fonctions intégrées sont les suivantes :

1/ Régulateur : il permet d'alimenter toutes les autres

fonctions en appliquant une tension quelconque  $V_{cc}$  ( $V_{ccmin} < V_{cc} < V_{ccmax}$ ).

2/ Oscillateur : un générateur de courant commandé par  $R_T$ , charge le condensateur  $C_T$ . Ce dernier est ensuite déchargé, et le cycle recommence; on dispose ainsi d'une tension en dents de scie.

3/ Comparateur : il crée le signal modulé en largeur, en comparant la dent de scie à une tension de commande.

4/ Amplificateur d'entrée (d'erreur) : il permet de réaliser directement un asservissement simple.

5/ Bascule : elle verrouille le signal de sortie du comparateur afin qu'un bruit éventuel sur la tension de commande n'entraîne pas l'apparition d'impulsions parasites.

6/ Amplificateur de sortie : ce sont généralement deux transistors montés en totem-pole, et qui sont capables de délivrer des courants de sortie de plus d'un ampère. Deux schémas sont possibles:

- sortie unique pour structure mono-interrupteur.

- sortie double pour structure de type Push-Pull.

7/ PROTECTION : cette fonction a un double rôle:

- permettre la réalisation d'une protection pour le convertisseur.

- réaliser un démarrage progressif du convertisseur lors de la mise sous tension du circuit.

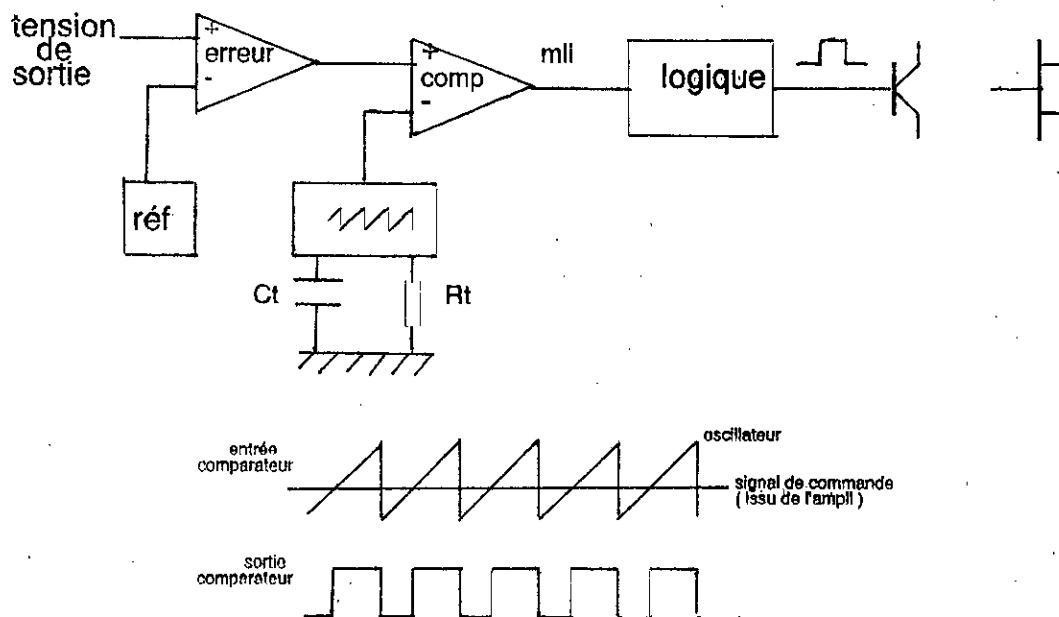
Aujourd'hui les circuits intégrés de commande ont évolué avec les caractéristiques suivantes :

- fréquence de l'oscillateur variable de 100 Hz jusqu'à 500 kHz

- modulation de largeur d'impulsions: rapport cyclique variable de 0 à 100% ;
- amplificateur d'erreur et tensions de référence intégrés;
- protection contre les surtensions ;
- bon courant de sortie ( 100 mA à 1 A ) ;
- deux signaux de sortie complémentaires ;
- démarrage progressif ( soft start ) ;
- limitation de courant ;
- synchronisation de l'oscillateur par un signal de sortie .

**PRINCIPE DE MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS :**

Elle est à la base de la régulation de la tension de sortie par variation de la durée de conduction et ceci à fréquence fixe. La modulation de largeur d'impulsions ( MLI ) est obtenue par un étage comparateur , qui compare le signal issu de l'amplificateur d'erreur ( tension de commande ) avec un signal en dents de scie linéaire. (figure 8)



**figure 8 : principe de la MLI**

### II.3.3 QUELQUES RECOMMANDATIONS POUR LA REALISATION DES CIRCUITS DE COMMANDE :

Afin de réaliser un circuit de commande permettant de contrôler de manière sûre et efficace le transistor de puissance, nous devons chercher des topologies de circuits de commande appropriées.

La capacité d'entrée d'un transistor MOS, située entre grille et source ( $C_{in}$ ) doit être chargée rapidement si l'on veut avoir des temps de commutations très courts et diminuer ainsi les pertes par commutation. La charge fournie à la grille est donnée par [3] :

$$Q_g = C_{iss} V_{gs} + C_{rss} U_d \quad (54)$$

et le courant grille nécessaire est alors :

$$I_g = \frac{Q_g}{t_{on}} \quad (60)$$

Donc pour diminuer le temps de mise en conduction ( $t_{on}$ ) on doit soit diminuer la charge  $Q_g$  en diminuant l'effet de la capacité  $C_{in}$ , soit en augmentant le courant de grille  $I_g$ .

Dans ce but nous présentons ci-dessous deux solutions.

#### PREMIERE SOLUTION :

Pour diminuer l'effet de la capacité  $C_{in}$ , on utilise un condensateur  $C1$  d'une valeur approximativement égale à la capacité d'entrée du MOS. La constante de temps du circuit total de charge se trouve ainsi divisée par deux [15]

(cf figure 9).

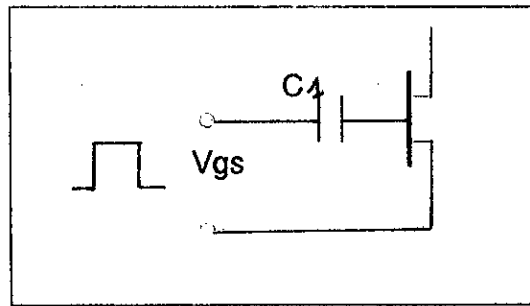


figure 9 :

Néanmoins ce circuit présente l'inconvénient de nécessiter un niveau de tension de commande double du fait du pont diviseur créé par  $C_1$ .

DEUXIEME SOLUTION :

Pour augmenter le courant de grille, on peut utiliser un amplificateur de type Push-Pull (fig 10). Cependant il est recommandé de remplacer le Push Pull par un circuit intégré d'amplification tel que le DS0026, qui peut délivrer jusqu'à 1.5 A en moins de 10 ns [15].

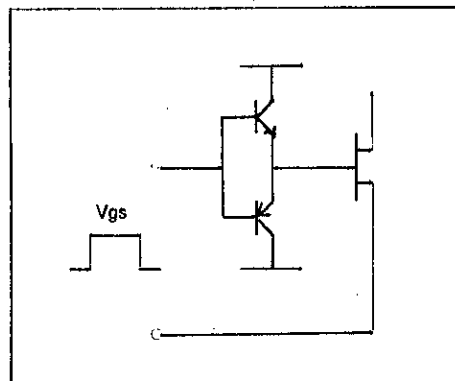


figure 10 :

Par ailleurs, l'utilisation d'un transformateur d'impulsions s'avère être indispensable pour assurer une bonne isolation du



circuit de commande; cependant son utilisation requiert des précautions particulières .Enfin il est conseillé de de mettre une diode Zener entre grille et souce pour se premunir contre toute surtension pouvant dégrader l'oxyde de grille .

# CHAPITRE III

REALISATION

PRATIQUE

DU

FLYBACK

### III.1 INTRODUCTION :

Dans ce troisième chapitre , nous aborderons la réalisation pratique du convertisseur FLYBACK.

En premier lieu, nous utiliserons les résultats obtenus au chapitre deux, et les données fournies par le cahier des charges pour dimensionner les semi-conducteurs, le transformateur, le filtre de sortie et, concevoir ainsi le circuit de commande.

Dans un deuxième temps, nous présenterons les résultats des mesures que nous avons effectuées, après la réalisation du FLYBACK. L'exploitation de ces résultats nous permettra d'analyser le comportement du convertisseur, de relever et de commenter les écarts, qui ne manqueront pas d'exister, entre les prévisions théoriques et les valeurs pratiques.

### III.2 LE CHOIX DU MODE DE CONDUCTION :

Le FLYBACK peut avoir deux modes de conduction: continu et discontinu. Nous avons opté pour le mode de conduction continu pour les raisons suivantes :

■ les pics de courant sont moins importants qu'en conduction discontinue, ce qui permet de diminuer les contraintes subies par les semi-conducteurs et, se traduit par une plus grande marge de sécurité .

■ les ondulations sont moindres aussi, par conséquent, les éléments de filtrage pour les deux sorties seront beaucoup plus petits.

### III.3 CHOIX DE LA FREQUENCE DE DECOUPAGE :

La théorie nous enseigne que le volume du transformateur

est inversement proportionnel à la fréquence de découpage .Une première approche consiste donc à considérer que l'optimisation du convertisseur passe par la fréquence la plus élevée possible.

Cependant la réalisation de l'alimentation impose une fréquence limite,dûe aux points énoncés ci-dessous :

- l'inductance du transformateur peut générer des oscillations et,par là même,des surtensions très importantes aux bornes du transistor.
- l'apparition de capacités parasites dans le bobinage du transformateur, peut perturber le fonctionnement normal du FLYBACK [13] .
- l'élévation des pertes de commutation dans le transistor .
- une valeur trop grande des pertes dans le noyau magnétique (pertes par hystérésis,par courants de Foucault).

L'influence exacte des facteurs cités ci-dessus est difficile à évaluer dans la pratique . On voit donc qu'on est face à un dilemme et,pour le résoudre,il faut trouver un compromis .

Pour notre cas,nous avons estimé que la fréquence optimale de fonctionnement est de 70KHz.

### III.4 REALISATION DE L'ALIMENTATION :

#### III.4.1 LE CIRCUIT DE PUISSANCE :

##### III.4.1.1 REALISATION DU TRANSFORMATEUR :

###### LE NOYAU :

Le noyau utilisé est composé de 2 U en matériau 3C8 et possède les caractéristiques suivantes (annexe A) :

- surface utile :  $s = 146 \text{ mm}^2$

- longueur effective :  $l = 180 \text{ mm}$
- induction maximale :  $B_m = 0.32 \text{ T}$
- perméabilité relative :  $\mu_r = 2000$

#### LE BOBINAGE :

Le nombre de spires des différents enroulements a été calculé en utilisant les formules du chapitre deux et nous avons trouvé ceci :

$$n_1 = 12 \text{ spires} \quad n_{21} = 5 \text{ spires} \quad n_{22} = 7 \text{ spires}$$

Pour choisir le diamètre des conducteurs, il faut tenir compte de l'effet de peau qui intervient en haute fréquence, ainsi en utilisant la méthode développée au chapitre deux et en prenant une densité de courant de  $5 \text{ A/mm}^2$ , nous avons trouvé qu'il fallait utiliser un bobinage bifilaire, dont le diamètre de chaque fil est de  $0.3 \text{ mm}$ .

Afin d'avoir un bon couplage entre les enroulements primaire et les deux secondaires, nous avons fait plusieurs essais de bobinage qui ont abouti à la solution optimale qui consiste à diviser le nombre de spires de l'enroulement primaire par deux et d'imbriquer les deux enroulements du secondaire.

La figure (13) donne l'ordre de bobinage des différents enroulements.

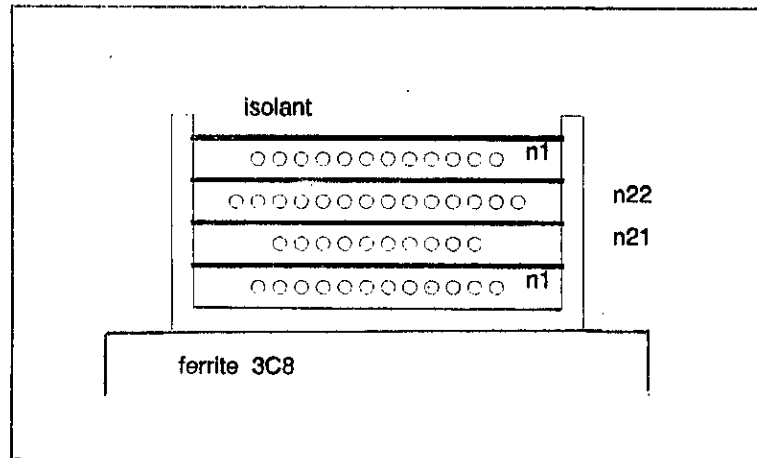


figure 11 : détail du bobinage

### III.4.1.2 LE TRANSISTOR :

En utilisant les résultats du chapitre 2, nous pouvons calculer la tension et le courant de pic subis par le transistor et on trouve :

$$I_{Q_{max}} = 8 \text{ A}$$

$$V_{Q_{max}} = 162 \text{ V}$$

Le transistor que nous avons utilisé est le MTM 15N50 dont les caractéristiques sont données en annexe (B) .

L'oscillographe de la tension  $v_{DS}$  donnée par la figure (14), montre une surtension de dix fois la tension d'entrée  $U$  lors du blocage, ce pic de tension inacceptable est dû à :

- l'inductance principale du transformateur ;
- les inductances parasites (inductances de câblage , inductances de fuite du transformateur)

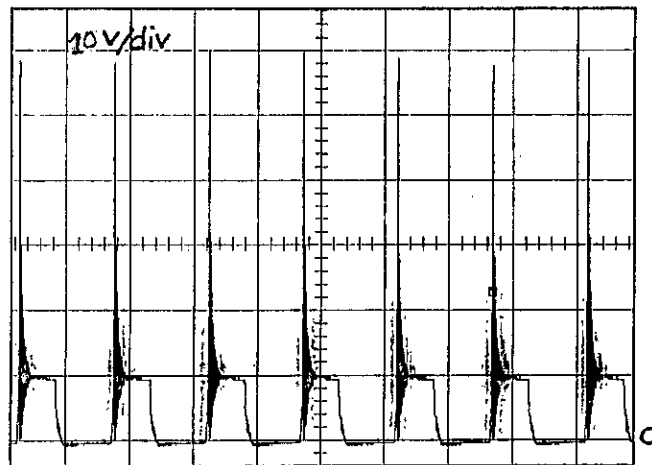


figure 12 : allure de  $v_{DS}$

Donc nous devons protéger le transistor de cette surtension, en la réduisant à une valeur jugée tolérable, pour cela il existe plusieurs moyens :

- réduire les inductances parasites, en réduisant toutes les boucles;
- augmenter les temps de commutation des transistors

Les différentes solutions utilisées en pratique pour diminuer le pic de tension sont (fig 13) :

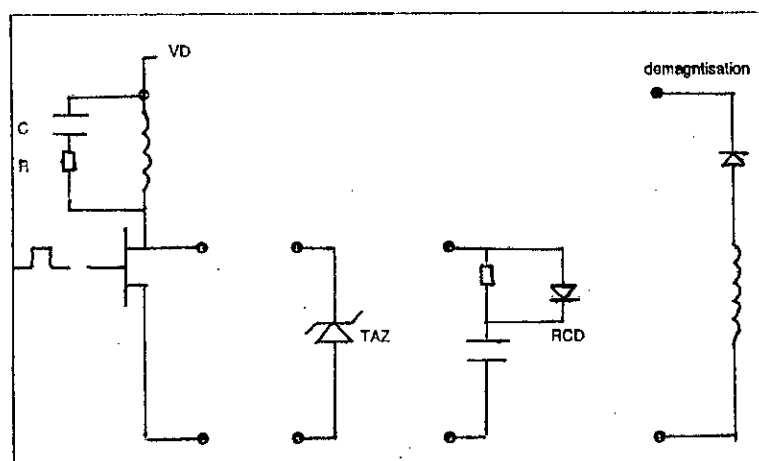


figure13 :

#### DIODE ZENER :

Les diodes Zener TAZ (Transient Absorption Zener) conviennent

parfaitement pour la protection contre les surtensions. En effet ces diodes en plus de leur fonction de maintenir constante la tension aux bornes du transistor, présentent l'avantage d'admettre une charge impulsionnelle ou un courant de choc élevé, avec un temps de réponse extrêmement court (lps) [7].

#### CIRCUITS D'AIDE A LA COMMUTATION :

L'ouverture du transistor s'accompagne de l'apparition d'une surtension à ces bornes, surtout si l'impédance vue par ce transistor est inductive comme dans notre cas (transformateur); d'où risque de claquage destructif.

On limite les surtensions en disposant en parallèle avec le transistor un circuit résonnant d'amortissement critique, formé d'une résistance, d'une capacité et d'une diode rapide (circuit RCD) [1].

#### CIRCUIT DE DEMAGNETISATION :

L'enroulement de démagnétisation renvoie l'énergie résiduelle, relativement faible, stockée dans le noyau magnétique du transformateur vers le condensateur de filtrage d'entrée, via la diode D (fig 13), évitant ainsi la saturation du transformateur [20].

Pour notre cas, nous avons opté pour un CALC de type RCD comme décrit ci-avant et cela en raison de sa simplicité et la disponibilité des éléments le constituant.

Le calcul du CALC a donné les résultats suivants [1] :

$$r = 150\Omega, (7w)$$

$$c = 66 \text{ nF}$$

la diode D est une diode rapide de puissance .



La figure (14) montre le résultat obtenu après l'utilisation du calc, qui a effectivement réduit la tension à 2.5 fois la tension d'entrée .

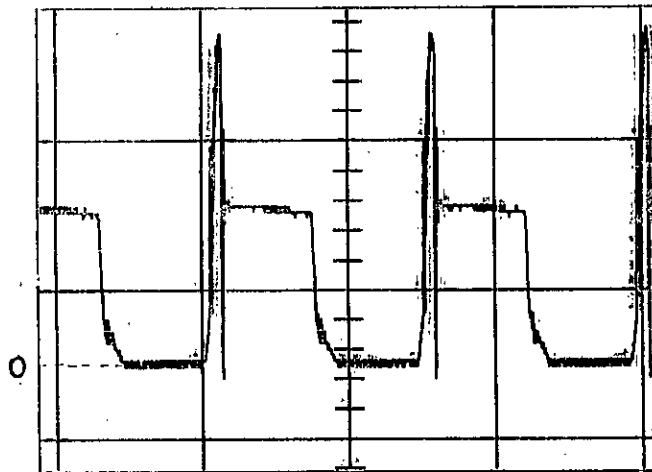


figure 14:allure de  $v_{DS}$

#### III.4.1.3 LA DIODE SCHOTTKY :

Le dimensionnement fait, en utilisant les résultats du chapitre deux, ont donné :

$$V_{D1max} = 50 \text{ V} \quad , \quad I_{D1max} = 5 \text{ A}$$

$$V_{D2max} = 80 \text{ V} \quad , \quad I_{D2max} = 3 \text{ A}$$

La diode utilisée est la 40HFL 60S02, dont les caractéristiques sont données en annexe (C) .

La tension bloquée par la diode est donnée par la figure (15)

III.4.1.4

LE FILTRE

DE SORTIE

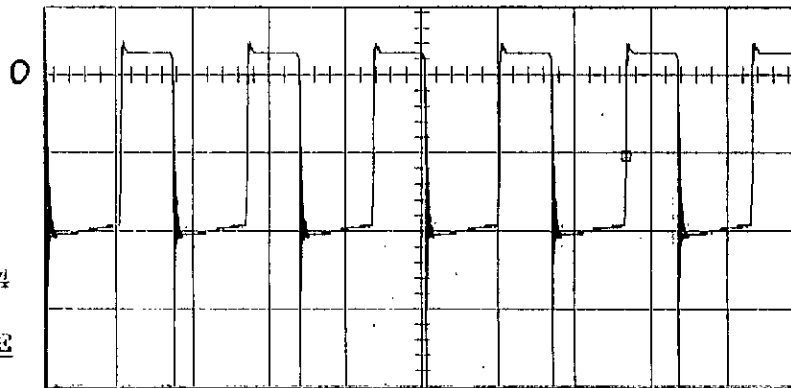


figure 15: tension bloquee par la diode

⋮

Le calcul du filtre de sortie a donné les résultats suivants:

Pour  $v_{s1} = 24 \text{ V}$  on a :  $C_1 = 6 \mu\text{f}$  .

Pour  $v_{s2} = 36 \text{ V}$  on a :  $C_2 = 12 \mu\text{f}$  .

La figure (16) montre l'allure des tensions de sortie .

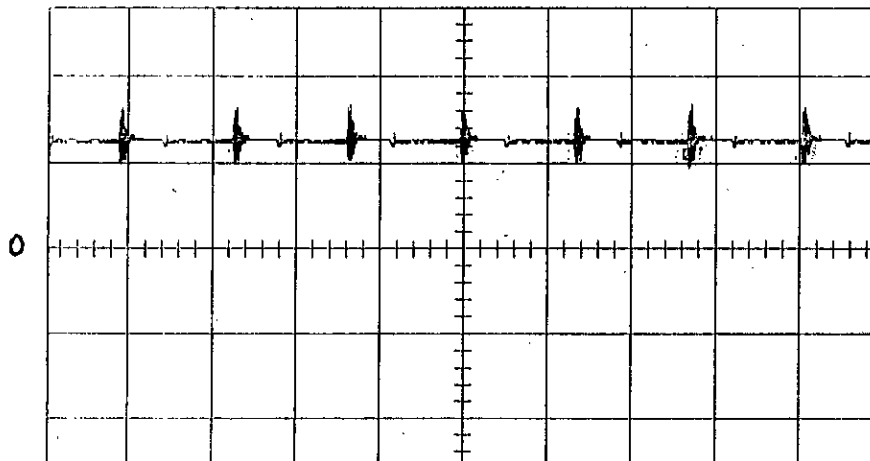


figure 16 : allure de la tension de sortie

#### III.4 LE CIRCUIT DE COMMANDE :

Le circuit de commande utilisé dans la réalisation de notre convertisseur est le SG3525, en raison de ses performances et sa disponibilité sur le marché national.

Les caractéristiques de ce circuit ainsi que le schéma synoptique figurent en annexe (D) .

Ce circuit intégré possède les particularités suivantes :

- sélection du mode de fonctionnement (fréquence et rapport cyclique variable) ;
- limitation du rapport cyclique maximal ou fréquence minimale et démarrage progressif ;
- limitation du courant maximal ;
- protection contre les surtensions et sous-tensions d'alimentation .

A l'aide d'une configuration externe appropriée, nous avons pu obtenir un générateur d'impulsions dont la variation de la largeur d'impulsion peut aller de 5% à 75% et dont la plage de variation de la fréquence est de 20 jusqu'à 250KHz.

Afin d'assurer un fort courant lors de l'attaque du transistor, nous avons réalisé un amplificateur de courant à l'aide de deux transistors montés en totem-pôle .

Enfin, pour isoler galvaniquement le circuit de commande afin qu'il soit insensible aux perturbations du circuit de puissance, nous avons utilisé un transformateur d'impulsions .

Les figures ci-après donnent le schéma général du circuit de commande ainsi que le signal de commande  $V_{GS}$  et la tension  $v_{DS}$  au borne du transistor MOS .

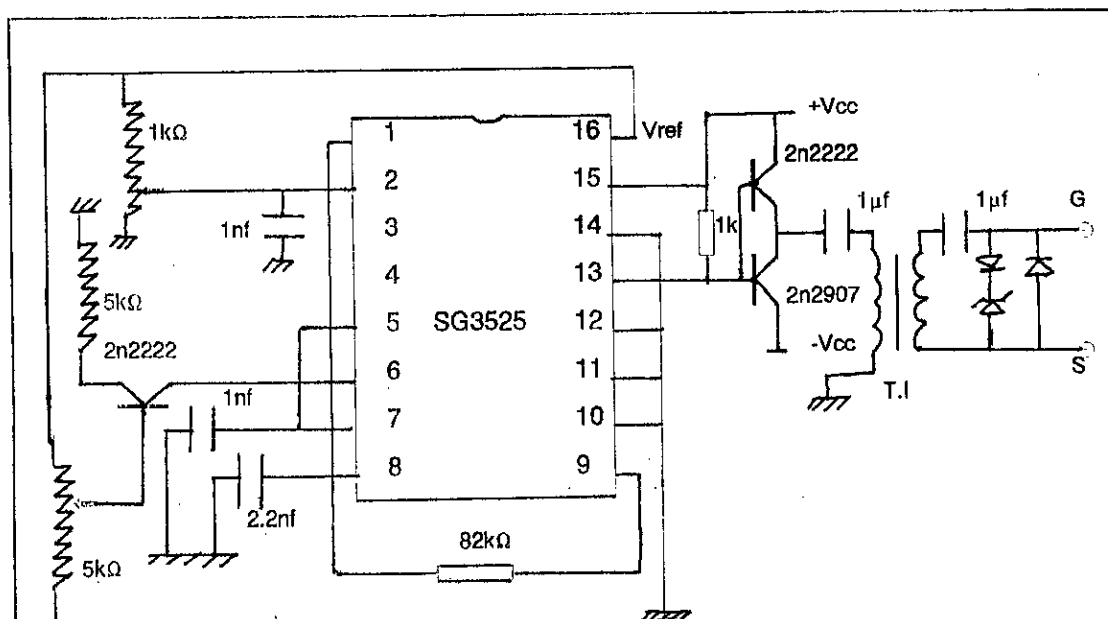


figure 17 : brochage du circuit de commande

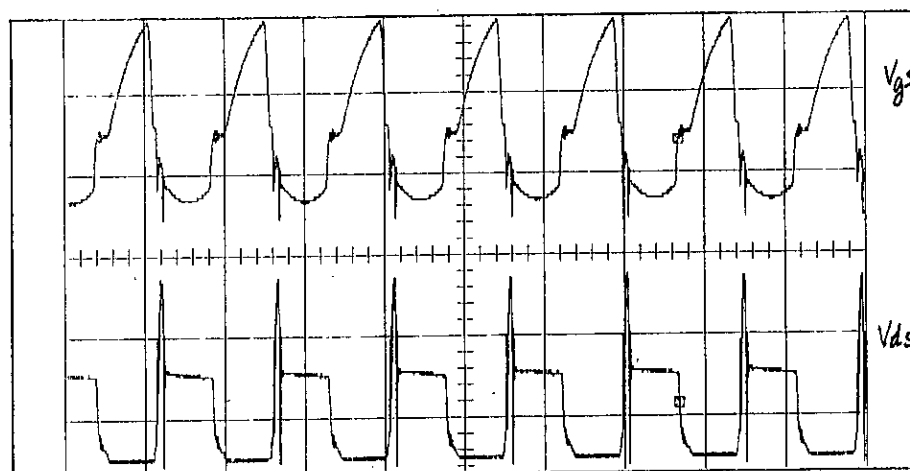


figure 18 : allure de la tension de commande et la tension bloquée.

### III.5 RESULTATS EXPERIMENTAUX ET INTERPRETATIONS:

#### III.5.1 INTRODUCTION :

Après la réalisation pratique, nous avons entamé une série de mesures pratiques pour analyser le comportement de notre convertisseur en fonction de la variation de plusieurs paramètres. L'objectif de ces mesures est de vérifier aussi, si les résultats obtenus sont conformes à l'étude théorique et dans le cas contraire essayer d'expliquer les écarts qui pourraient exister.

### III.5.2 METHODE DE MESURE :

Les mesures effectuées sont essentiellement des mesures de courant et de tension au niveau de l'entrée et aux deux sorties du convertisseur FLYBACK .

Pour la mesure des fréquences et du rapport cyclique, nous avons utilisé un oscilloscope .

La figure ci-dessous représente le circuit de mesure .

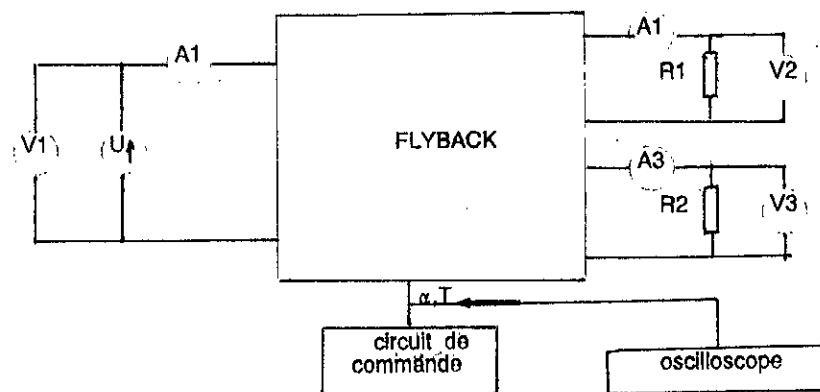


figure 19 : circuit de mesure

### III.5.3 RESULTATS ET INTERPRETATIONS :

La première série de mesures que nous avons effectuée a pour but de déterminer le rendement du convertisseur en fonction de la fréquence .

Pour cela on fait varier la fréquence et on relève les différentes valeurs de tensions et de courants .

Le rapport cyclique, la tension d'entrée et les charges sont fixes et, ont pour valeurs respectivement :

$$\alpha = 0.5 \quad U = 50 \text{ V} \quad R_1 = 11\Omega \quad R_2 = 19\Omega$$

Le graphe de la figure (20) montre l'évolution du rendement en

fonction de la fréquence. L'allure de la courbe est tout à fait claire, en effet le rendement est maximal pour les basses fréquences et, diminue avec l'augmentation de cette dernière. Ceci peut s'expliquer par le fait que les pertes augmentent en haute fréquence, à savoir, les pertes par commutation et les pertes fer dans le circuit magnétique .

La deuxième et la troisième série de mesures ont été effectuées dans le but de vérifier la validité des expressions :

$$V_{s1} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \frac{n_{21}}{n_1} U$$

$$V_{s2} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \frac{n_{22}}{n_1} U$$

Pour cela nous avons fait varier U en gardant  $\alpha = 0.5$  et  $F = 70\text{KHz}$  constants, ensuite nous avons fait varier  $\alpha$  en gardant  $U = 40\text{V}$  et  $F = 70\text{KHz}$  constants.

Nous avons rassemblé les résultats sous formes de courbes pratiques et théoriques qui sont données par les figures (21), (22), (23) et (24) .

On voit bien qu'un écart existe toujours entre les valeurs pratiques et théoriques . L'explication qui peut être donnée est la suivante :

Dans la modélisation du convertisseur nous avons supposé que les semi-conducteurs étaient parfaits, ainsi que le transformateur, or cela n'est pas vrai en réalité, et les expressions donnant  $v_{s1}, v_{s2}$  peuvent comporter d'autres paramètres qui n'ont pas été comptabilisés, en outre la méthode de mesure employée n'est pas très recommandée car il ne faut pas, par exemple utiliser un ampèremètre classique mais des sondes de courant à effet Hall .

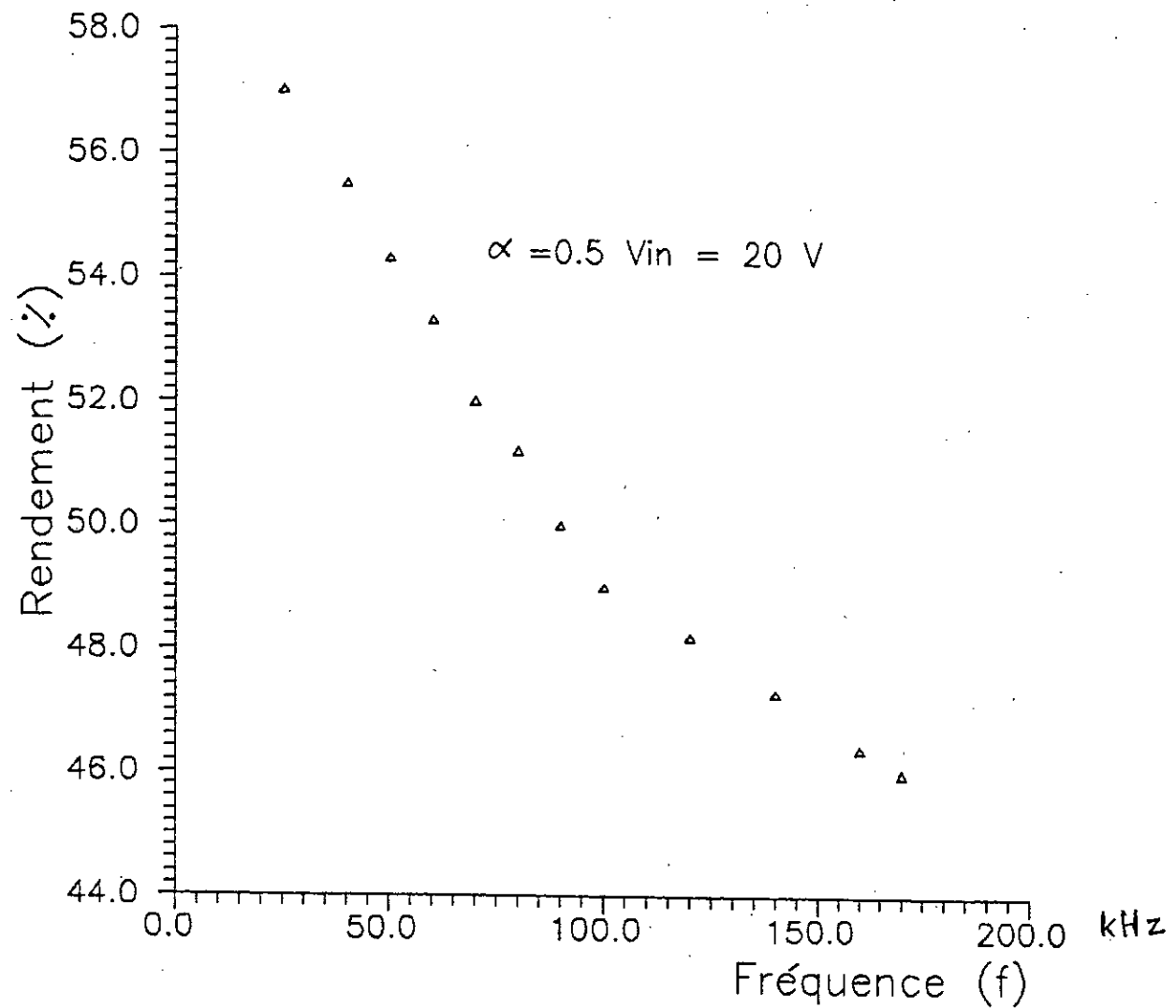


Figure-20 : Variation du rendement en fonction de la fréquence

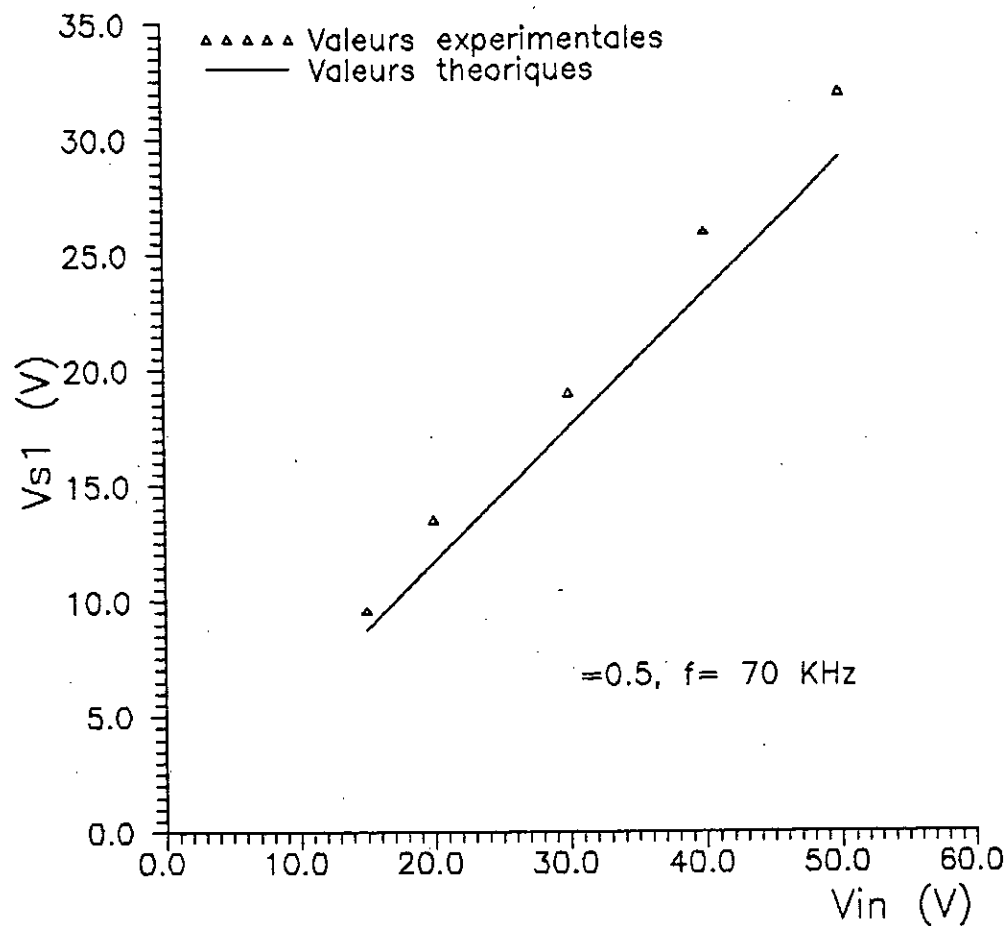


Figure-21 : Variation de la tension de sortie  $V_{s1}$  en fonction de  $V_{in}$

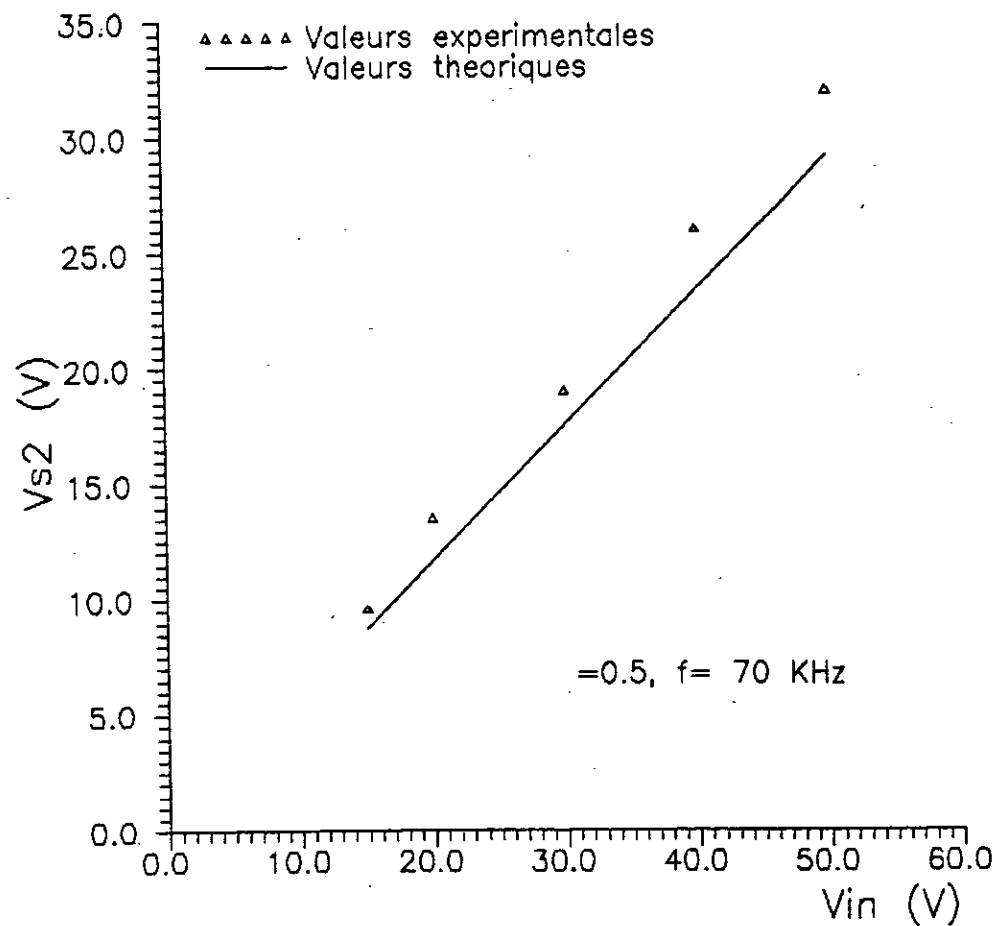


Figure-22 : Variation de la tension de sortie  $V_{s2}$  en fonction de  $V_{in}$



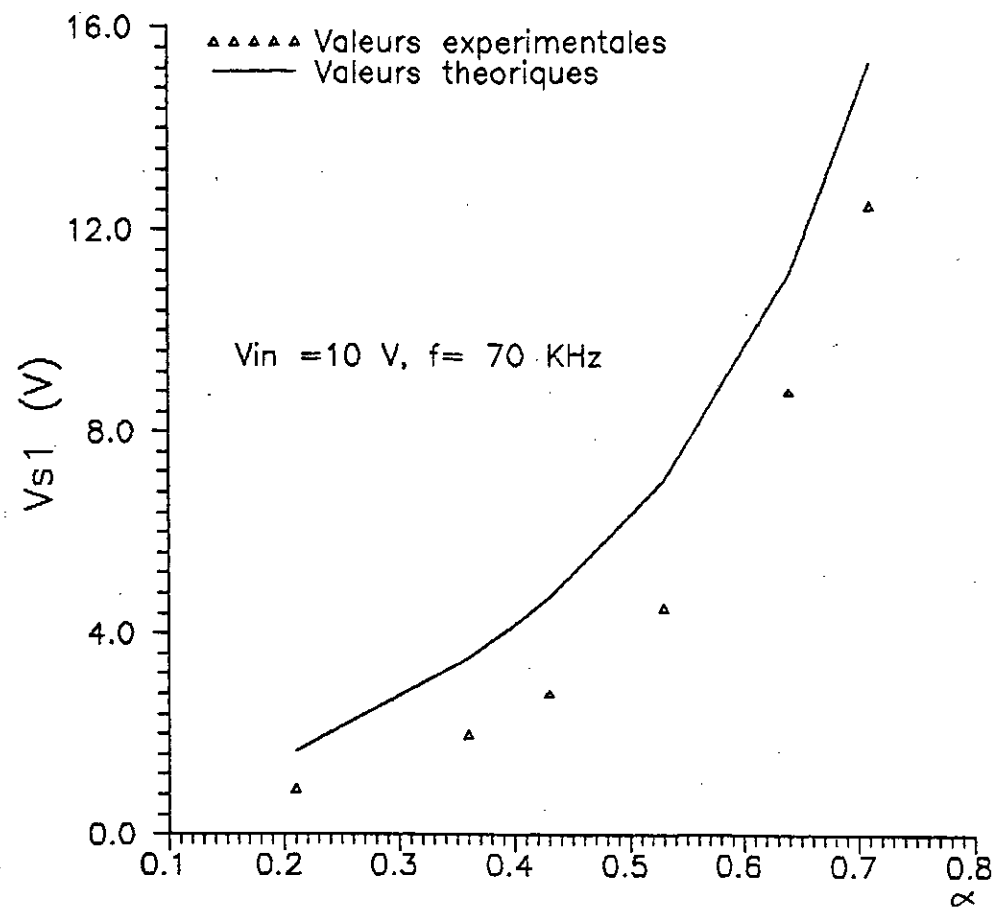


Figure-23 : Variation de la tension de sortie Vs1 en fonction du rapport cyclique

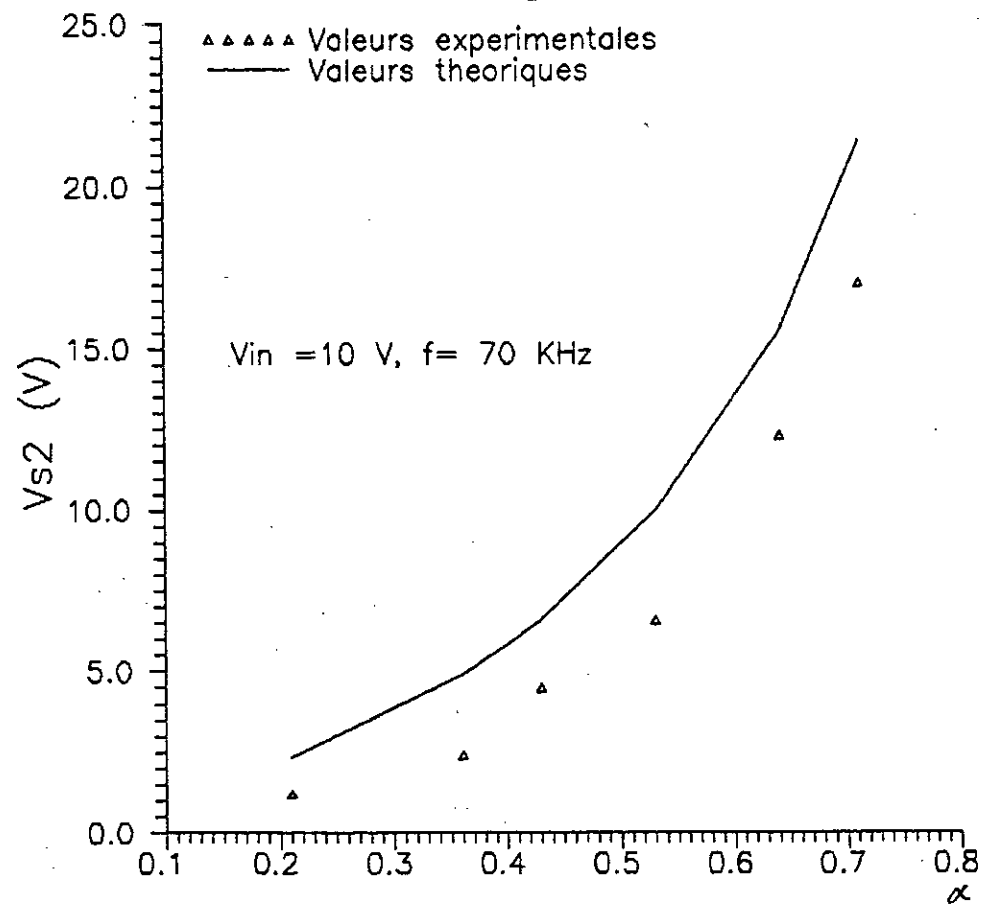


Figure-24 : Variation de la tension de sortie Vs2 en fonction du rapport cyclique

### III.6 CONCLUSION :

La réalisation exposée dans ce chapitre a permis la validation des résultats théoriques concernant le FLYBACK en mode P.W.M tout en montrant les problèmes pratiques rencontrés ainsi que les solutions trouvées.

Le rendement du FLYBACK étudié décroît très vite avec l'augmentation de la fréquence ,ceci est dû essentiellement aux pertes par commutation ;ce qui constitue un obstacle majeur pour la montée en fréquence . Pour pallier à cet inconvénient on est amené à rechercher une nouvelle stratégie de commutation;chose qui sera traitée au chapitre IV.

## CHAPITRE IV

LE FLYBACK EN MODE

"QUASI-RESONNANCE"

#### IV.1 INTRODUCTION :

Dans les convertisseurs continu-continu, les éléments bobinés et les condensateurs de filtrage constituent des éléments de taille considérable. Afin d'alléger ces composants passifs et par la même augmenter la densité de puissance, on a tendance à monter en fréquence. Chose permise par des semi-conducteurs de plus en plus rapides. Néanmoins, lorsque l'on veut augmenter la fréquence de découpage des convertisseurs classiques, on se heurte rapidement à plusieurs problèmes dont l'essentiel est l'augmentation des pertes par commutation dans les interrupteurs [2].

Comme solution, on n'envisage pas un changement radical dans la topologie des convertisseurs classiques, on se propose seulement de changer la stratégie de commutation en introduisant ce que l'on appelle la commutation douce où les interrupteurs commutent à courant ou tension nulle, ce qui les rendent exemptes de pertes par commutation [4].

Le principe essentiel qui préside à l'élaboration d'une telle stratégie consiste à introduire dans la structure classique du convertisseur un circuit résonant d'où concept d'alimentation à découpage en mode résonance [16].

Dans ce chapitre nous allons étudier le convertisseur FLYBACK en mode de quasi-résonance à tension nulle, et pour une seule sortie en raison de la complexité de l'étude pour plusieurs sorties. On commencera d'abord par l'étude théorique, ensuite on passera à la réalisation. Enfin on procédera à une série de

mesures et les résultats obtenus seront comparés avec ceux du FLYBACK classique (mode PWM).

#### IV.2 QUASI-RESONNANCE A TENSION NULLE :

##### IV.2.1 GENERALITES :

Les convertisseurs quasi-résonnants assurent des conversions continu-continu, et sont caractérisés par le fait qu'ils mettent en oeuvre des éléments réactifs (inductance et condensateur) afin d'obtenir des formes d'ondes quasi-sinusoidales de tension et (ou) de courant. Par conséquent on minimise les pertes par commutation des interrupteurs, à l'amorçage au passage par zéro de la tension, ou au blocage au passage par zéro du courant [2].

L'interrupteur résonant est constitué d'un interrupteur à semi-conducteur, d'une inductance et d'un condensateur. On distingue deux types d'interrupteurs résonants selon qu'on parle de résonance série ou parallèle (cf figure 25). Par ailleurs un interrupteur résonant peut être bidirectionnel ou unidirectionnel en courant ou en tension.

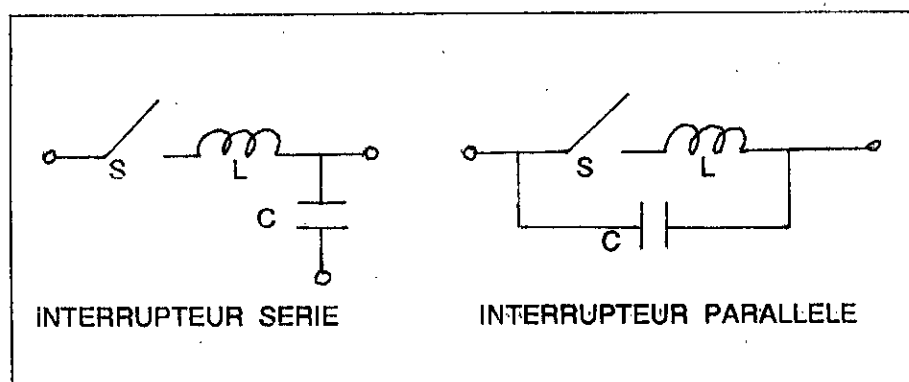


figure 25 : Interrupteur résonnant .

Les convertisseurs quasi-résonants à courant nul (ZCSQRC'S, de l'anglais zero current switch quasi-résonant converter), réduit les pertes au blocage et ceci en amenant le courant à zéro avant l'ouverture. Cependant la fréquence de commutation ne peut pas varier dans un large domaine en raison des pertes à la fermeture et l'effet Miller [16].

Par contre la commutation à tension nulle (ZVSQRC'S), surmonte ces problèmes en réduisant la tension du transistor à zéro avant la fermeture. Par conséquent le convertisseur peut fonctionner dans une large plage de fréquences de l'ordre du mégahertz. Néanmoins cette technique présente des limitations. En effet la tension aux bornes de l'interrupteur peut atteindre des valeurs excessives. De plus cette surtension est proportionnelle au courant de charge, ce qui rend difficile la conception de convertisseurs à ZVSQRC'S avec une grande variation de la charge.

### IV.3 FLYBACK QUASI-RESONANT A TENSION NULLE :

#### IV.3.1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Le principe de la quasi-résonance à tension nulle, peut être décrit de la manière suivante. Lorsque le transistor conduit, le condensateur est court-circuité, il n'y a aucune

action de résonance dans le circuit.

La résonance commence après l'ouverture du transistor (cf figure 27). La tension du condensateur croît initialement, puis décroît sous forme de sinusoïde jusqu'à s'annuler. Si l'interrupteur résonant est unidirectionnel i.e qu'il ne peut conduire de courant négatif, la tension aux bornes du condensateur continue à résoner en dessous de zéro; c'est le mode bidirectionnel ou "full-wave mode". Si l'interrupteur résonant est bidirectionnel en courant par exemple un MOS avec sa propre diode [3], la tension aux bornes du condensateur ne peut résoner en dessous de zéro; c'est le mode unidirectionnel ou "half-wave mode". Dans les deux cas le transistor est fermé à tension nulle [16].

Le "full-wave mode" nécessite une diode en série avec le MOS. L'inconvénient de ce mode de fonctionnement est [16] :

- pertes de conduction de la diode série;
- dissipation de l'énergie capacitive dans le MOS pendant l'alternance négative <sup>de la tension</sup> du condensateur parallèle.

#### IV.3.2 ETUDE THEORIQUE :

Le circuit de base d'un FLYBACK quasi-résonant à tension nulle donné en figure(26) montre la topologie "half-wave mode".  $L_R$  et  $C_R$  constituent le circuit résonant.

La valeur de l'inductance de fuite du transformateur est prise en compte dans  $L_R$ , de même que la capacité de sortie du MOS est incluse dans  $C_R$ . On utilise la diode interne du MOS  $D_s$  pour conduire le courant négatif. Les paramètres de ce convertisseur à savoir: l'impédance caractéristique  $Z_N$ , fréquence de

résonance  $f_R$ , résistance de charge normalisée  $r$ , et le rapport de conversion  $M$  sont définis comme suit [16] :

$$Z_N = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (61)$$

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_R}} \quad (62)$$

$$r = \frac{R}{Z_N} \quad (63)$$

$$M = \frac{V_{out}}{V_e} \quad (64)$$

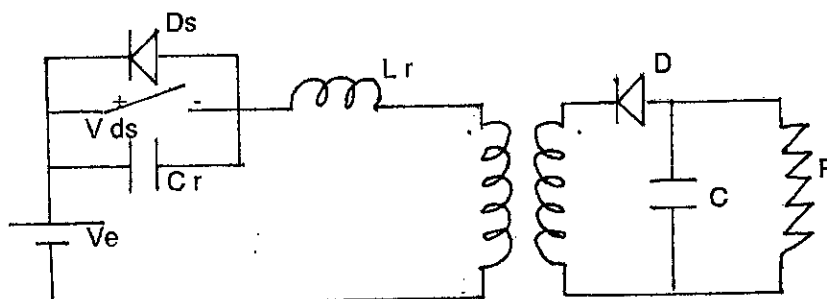


Figure 26 : schéma de principe du FLYBACK ZVSQR



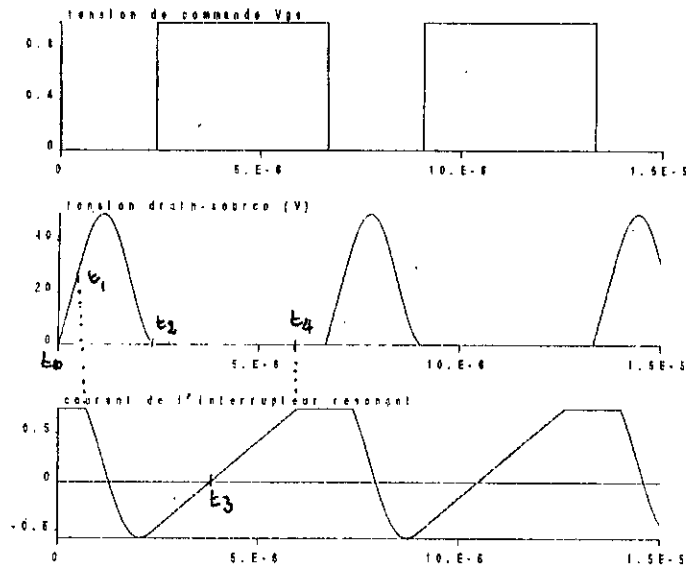


figure 27 : formes d'ondes du flyback ZVSQR

L'inductance magnétisante du transformateur est supposée suffisamment grande pour maintenir le courant magnétisant constant (générateur de courant). La valeur du courant magnétisant  $I_M$  est peut être calculé suivant l'expression suivante [16]:

$$I_M = \frac{V_{out}}{R} \left( M + \frac{1}{N} \right) \quad (65)$$

Les formes théoriques des différentes grandeurs sont représentées en figure (27). Les intervalles représentés dans cette figure sont les suivants :

$[t_0, t_1]$  charge linéaire de  $C_R$  :

Avant  $t_0$ , le transistor conduisait le courant  $I_M$ . La diode D étant bloquée ( $V_D < 0$ ). A  $t_0$ , on ouvre l'interrupteur, la capacité se charge alors à courant constant  $I_M$ . La diode D reste bloquée car sa tension directe est négative..

$$C_R \left( \frac{dV_{DS}}{dt} \right) = I_M \quad (66)$$

et par suite :

$$V_{DS}(t) = \frac{I_M}{C_R} t \quad (67)$$

A  $t=t_1$ ,  $V_{DS}$  atteint  $V_e + NV_{out}$ , à ce moment là, la diode D entre en conduction .

$[t_1, t_2]$  résonance de  $L_R$  avec  $C_R$  :

la tension drain-source décrit alors une portion de sinusoïde suivant l'équation suivante:

$$V_e = V_{DS} + L_R \left( \frac{dI_{LR}}{dt} \right) - NV_{out} \quad (68)$$

$$I_{LR} = C_R \frac{dV_{DS}}{dt} \quad (69)$$

La solution de cette équation différentielle conduit au résultat suivant:

$$V_{DS}(t) = I_M Z_N \sin \omega_R t + V_e + NV_{out} \quad (70)$$

$$I_{LR} = I_M \cos \omega_R t \quad (71)$$

La tension pic aux bornes du transistor est alors:

$$V_{DSF} = I_M Z_N + V_e + NV_{out} \quad (72)$$

A  $t=t_2$ ,  $V_{DS}$  atteint zéro, et par suite la diode du transistor  $D_S$  entre en conduction (la diode D conduit toujours).

$[t_2, t_4]$  charge linéaire de  $L_R$  :

L'interrupteur est fermé ,l'inductance  $L_R$  se charge alors suivant l'équation:

$$V_e - NV_{out} = L_R \frac{dI_{LR}}{dt} \quad (73)$$

Le courant  $I_{LR}$  atteint la valeur de  $I_M$  à l'instant  $t_4$ , et par suite la diode D se bloque par défaut de courant. Durant le reste de la periode l'interrupteur conduit le courant  $I_M$ .

Une condition necessaire pour que le FLYBACK ZVSQR commute à tension nulle est [16]:

$$r \leq \frac{M}{N} \quad (74)$$

En utilisant le principe de conservation de l'énergie entre l'entrée et la sortie du FLYBACK ZVSQR on trouve l'expression suivante [16]:

$$\frac{f_S}{f_R} = 2 \frac{\Pi}{(1+MN) \left[ \alpha + \frac{rN}{2} M + \frac{M}{rN} (1 - \cos \alpha) \right]} \quad (75)$$

où:

$$\alpha = \pi + \arcsin\left(\frac{rN}{M}\right) \quad (76)$$

La relation (75) montre que le fonctionnement du convertisseur FLYBACK quasi-résonant à tension nulle est entièrement déterminé par la valeur de la source de courant  $I_M$ . Un avantage visible est que la tension de sortie est directement proportionnelle à la fréquence de commutation.

Les expressions définies auparavant vont nous permettre de calculer les éléments du convertisseur FLYBACK ZVSQR.

#### IV.3.3 MESURES ET INTERPRETATIONS :

On veut réaliser un FLYBACK quasi-résonant à tension nulle ayant les spécifications suivantes:

tension d'entrée: 10 - 40 (v);  $R=5$  ohms;  $f_{smax}=180$  kHz .

Par suite, pour une fréquence de commutation de 160 kHz et en choisissant  $r=r_{max}$ , l'impédance caractéristique, et la fréquence de résonance seront de 33 ohms et 370 kHz respectivement.

Les éléments du circuit résonant seront alors:

$$L_R=14\mu H \quad , \quad C_R= 13 \text{ nF} \quad .$$

La valeur de l'inductance de fuite du transformateur a été estimée à  $4\mu H$ , on réalise alors une inductance de  $10 \mu H$ .

Pour la comande du convertisseur, on ajuste le rapport cyclique de telle façon que la tension drain source résonne dans l'intervalle de temps complémentaire de alpha.

Des relevés des formes d'onde ont été effectuées grâce à un oscilloscope numérique pour une tension d'entrée de 15 volts, et une résistance de charge de 5.5 ohms à une fréquence de 160 kHz.

La figure 28 montre les formes d'ondes de la tension de commande  $V_{GS}$  et la tension drain source  $V_{DS}$  .

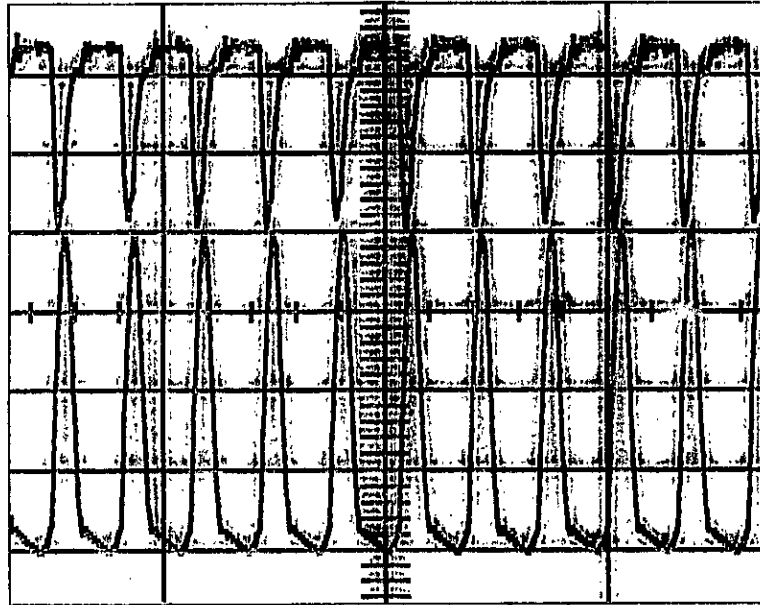


figure 28 :courbes expérimentales  
 $V_{gs}$  (2V/div), et  $V_{ds}$  (10V/div); 20 $\mu$ s

Nous remarquons que les formes d'ondes sur les relevés expérimentaux sont très proches des courbes théoriques représentées par la figure 27 .En outre, le pic de tension subi par le transistor est d'environ trois fois la tension d'entrée.

La figure (29) donne les variations du rendement en fonction de la tension d'entrée pour les deux modes de fonctionnement à une fréquence de 150 kHz.Le rendement du FLYBACK ZVSQR varie de 70 à 80%, mais nous voyons bien qu'il est supérieur à celui du mode classique.La valeur typique du rendement pour le FLYBACK ZVSQR est de 75%,par contre pour le mode P.W.M, il est seulement de 40% .De plus nous voyons que la valeur maximale du rendement est atteinte pour une valeur moyenne de la tension d'entrée.

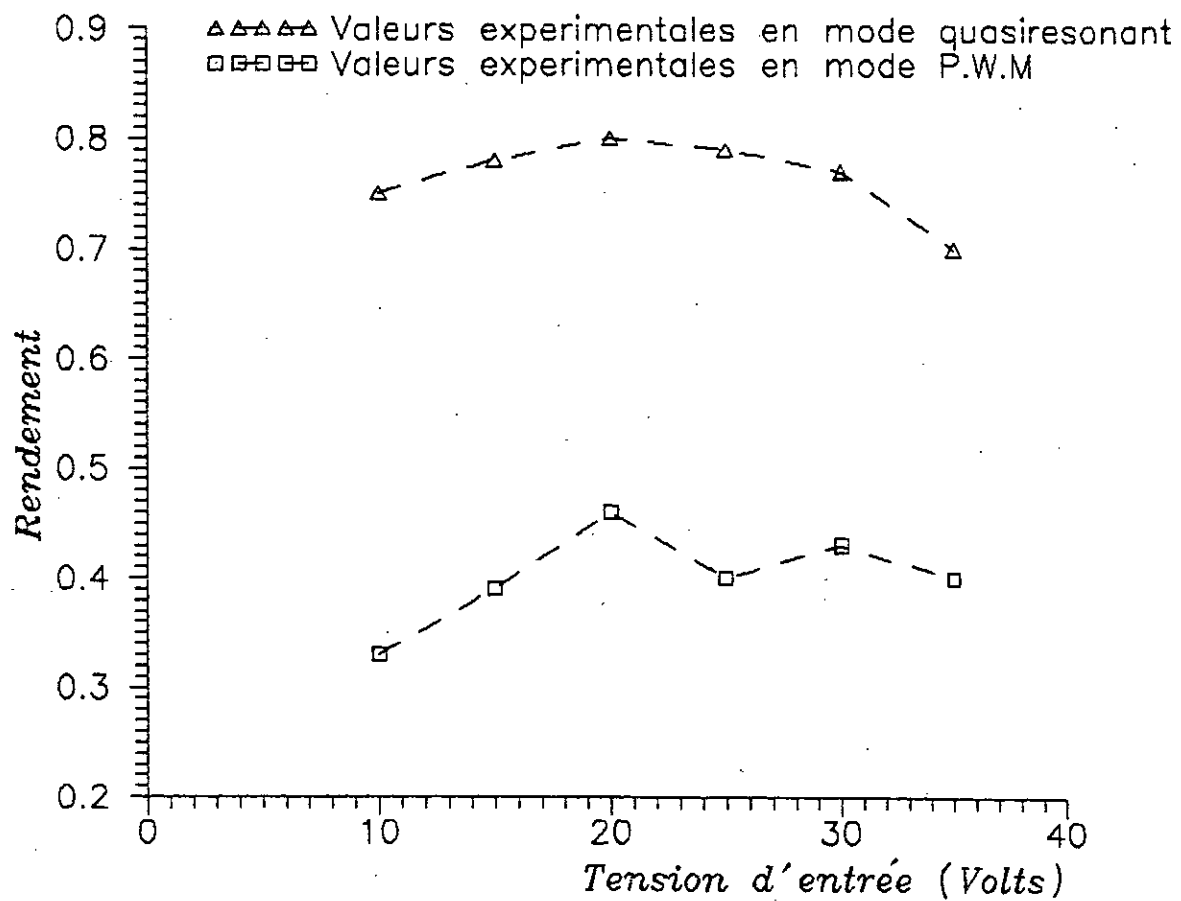


Figure-29 Variation du rendement en fonction de la tension d'entrée  $V_{in}$

#### I.V.4 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous venons de faire une étude brève du FLYBACK quasi-résonant à tension nulle.

Nous pouvons déduire de cette étude que les problèmes de commutation sont à priori résolus avec des interrupteurs résonants. De manière succincte nous pouvons résumer les avantages du mode quasi résonant aux points suivants:

- la commutation est presque sans pertes;
- les formes d'ondes sont quasi-sinusoidales avec tous les avantages qui en découlent.

Cependant la quasi résonance ZVSQRC n'est pas souhaitable pour les applications où une large variation de la charge est requise , à cause des surtensions aux bornes du transistor.

## CONCLUSIONS



## CONCLUSIONS GENERALES

Le but fixé à ce travail a été l'étude et la réalisation d'une alimentation FLYBACK en mode classique P.W.M, ensuite en mode quasi-résonant .

L'emploi d'un convertisseur FLYBACK pour la réalisation d'une alimentation continu-continu de puissance moyenne paraît être une solution économique et appropriée; la structure de puissance comporte un nombre minimal de composants.

L'étude et la réalisation pratique du convertisseur P.W.M, a mis en relief les problèmes posés par le fonctionnement en haute fréquence, à savoir la dégradation du rendement dû aux pertes par commutation dans les interrupteurs , les surtensions dans les semi-conducteurs , parasitages électromagnétiques...

Une solution à ces problèmes est apportée par la technique de la quasi-résonance, qui adoucit la commutation en adoptant des interrupteurs synthétiques résonants.

Pour notre cas, on a opté pour la quasi-résonance à tension nulle car elle présentent les avantages suivants:

- la commutation à zéro de tension est presque sans pertes;
- les formes d'ondes sont quasi-sinusoidales avec tous les avantages qui en découlent;
- réduction de la taille du convertisseur liée à l'augmentation de fréquence.

Cependant, cette technique de commutation n'est pas souhaitable pour les applications à large variation de charge, à cause des surtensions dans le transistor de commutation.

Pour rendre cette technique de commutation plus pratique,

on adoptera pour le futur les solutions suivantes [16]:

- réduction des contraintes dans le transistor de commutation;
- extension de la plage de variation de la charge;
- régulation du système en boucle fermée;

Ceci sera peut être accompli avec le mode bidirectionnel de conduction "Full wave mode".

# BIBLIOGRAPHIE

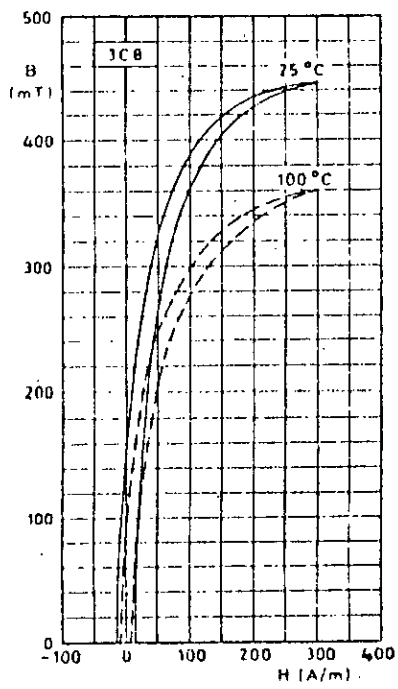
## BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.Baussiere, F.Labrique, G.Séguier : Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome 3, la conversion continu-continu.
- [2] J.P.Ferrieux, F.Forest : Alimentations à découpage et convertisseurs à résonance.
- [3] J.L.Dalmasso : Electronique de puissance. Collection DIA technique, 1986 .
- [4] J.P.Ferrieux : Modélisation des convertisseurs continu-continu à découpage. Thèse de 3ème cycle, INP Grenoble, Mai 1984.
- [5] Y.Chemloul, M.F.Chkhi : Modélisation dans l'espace d'état d'un convertisseur dc-dc opérant en haute fréquence. Thèse ingénieur d'état, ENP El-Harrach, Juin 1990.
- [6] E.Aktouche, C.Terfaia, T.Ranem : Etude et modélisation dans l'espace d'un convertisseur FLYBACK à multismources en h-f. Thèse d'ingénieur d'état, USTHB, Juin 1991.
- [7] Techniques électroniques. TLE n°499, Décembre 1984.
- [8] R.Dolbachian : Alimentation à découpage: calculez vous-mêmes vos composants inductifs. Electronique de puissance n°7, Février 1985.
- [9] A.Papoular : Réalisation d'une alimentation 100W. Electronique de puissance n°9, Juin 1985.
- [10] G.Goldberg, J.Kassakian : Application d'un MOS de puissance à 10MHz. Electronique de puissance n°11, Octobre 1985.
- [11] P.Gaudry : Les pertes «fer» dans les ferrites. Electronique de puissance n°11, Octobre 1985.
- [12] P.Beuzelin, P.Gaudry : Circuits et matériaux ferrite pour alimentations à découpage. Electronique de puissance n°15, Juin 1986.
- [13] E.Laveuve, J.P.Keradec, F.Lappas : Un obstacle à la montée en fréquence: les éléments bobinés. Electronique de puissance du futur, Toulouse, Octobre 1990.

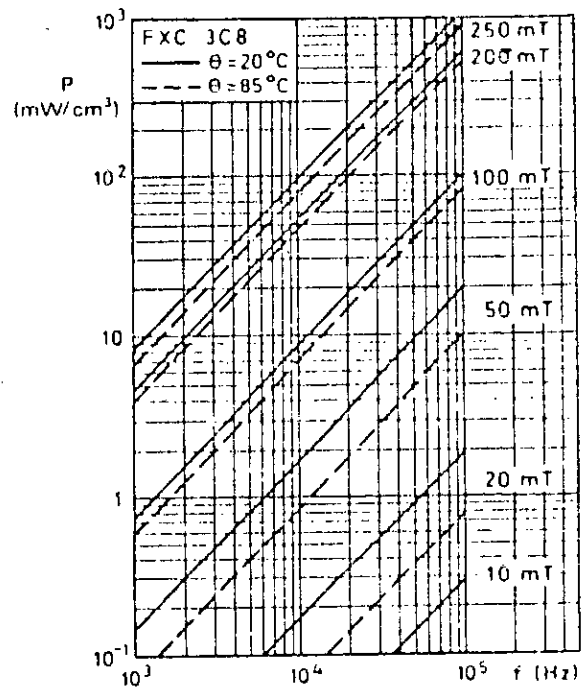
- [14] A.Papoular : Principes d'utilisation des transistors MOS de puissance.  
Electronique applications n°41,Mai 1985.
- [15] A.Papoular : Les circuits de commande pour MOS de puissance en haute fréquence.  
Electronique applications n°62,Octobre 1988.
- [16] A.Tbisz, M.Gradzki, F.Lee : Zero-voltage switched quasi-resonant, BUCK and FLYBACK converters -Experimental results at 10MHz.  
IEEE Transactions on Power Electronics, vol 4, n°2, April 1989 pp 194-204.
- [17] K.Liu, F.C.Lee : Resonant switches-a unified approach to improve performances of switching converters.  
IEEE Int.Telecommunications energy conf.Proc,1984,pp 334-341
- [18] K.Liu, Oruganti, F.C.Lee : Resonant switches-topologies and characteristics.  
IEEE PESC Rec,1985,pp 106-116.
- [19] a.pshaenich : New power bipolars compare favorably with FETs for switching efficiency.  
Application note AN-845, Motorola.
- [20] Switch mode designers guide : Motorola,1986.
- [21] Matériaux magnétiques : guide de l'ingénieur .  
RTC-Compelec,1976.

# ANNEXES

# ANNEXE A



Induction en fonction du champ



Pertes F ( $\bar{B}$ ,  $f$ ) à  $20^\circ\text{C} < T < 85^\circ\text{C}$

# ANNEXE B

## MTM 15N45/15N50

### Electrical Characteristics ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Symbol	Characteristic	Min	Max	Unit	Test Conditions
<b>Off Characteristics</b>					
$V_{(BR)DSS}$	Drain-Source Breakdown Voltage <sup>1</sup> MTM 15N50 MTM 15N45	500 450		V	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 5.0\text{ mA}$
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current		0.25	mA	$V_{DS} = 0.85 \times \text{Rated } V_{DSS},$ $V_{GS} = 0\text{ V}$
			2.5	mA	$V_{DS} = 0.85 \times \text{Rated } V_{DSS},$ $V_{GS} = 0\text{ V}, T_C = 100^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-Body Leakage Current		100	nA	$V_{GS} = 20\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$
<b>On Characteristics</b>					
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	4.5	V	$I_D = 1.0\text{ mA}, V_{DS} = V_{GS}$
		1.5	4.0	V	$I_D = 1.0\text{ mA}, V_{DS} = V_{GS}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$
$V_{DS(on)}$	Drain-Source On-Voltage		3.0	V	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}$
			7.5	V	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 15\text{ A}$
			6.0	V	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-Resistance <sup>2</sup>		0.4	$\Omega$	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	4.0		S ( $\Omega$ )	$V_{DS} = 10\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}$
<b>Dynamic Characteristics</b>					
$C_{iss}$	Input Capacitance		3600	pF	$V_{DS} = 25\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$ $f = 1.0\text{ MHz}$
$C_{oss}$	Output Capacitance		700	pF	
$C_{riss}$	Reverse Transfer Capacitance		300	pF	
<b>Switching Characteristics (<math>T_C = 25^\circ\text{C}</math>, Figures 9, 10)<sup>3</sup></b>					
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time		120	ns	$V_{DD} = 125\text{ V}, I_D = 7.5\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}, R_{GEN} = 50\ \Omega$ $R_{GS} = 50\ \Omega$
$t_r$	Rise Time		300	ns	
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		400	ns	
$t_f$	Fall Time		240	ns	
$Q_g$	Total Gate Charge		120	nC	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 16\text{ A}$ $V_{DD} = 400\text{ V}$

Notes 1.  $T_J = +25^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$

2. Pulse test: Pulse width  $\leq 20\ \mu\text{s}$ , Duty cycle  $\leq 1\%$

3. Switching time measurements performed on LEM TR-5B test equipment.



# ANNEXE C

40HFL, 70HFL, 85HFL Series

INTERNATIONAL RECTIFIER 

## ELECTRICAL SPECIFICATIONS

### Reverse voltage ratings

Part number ①	VRRM: Maximum peak repetitive reverse voltage T <sub>J</sub> = -40 to 125°C	VRSM: Maximum peak non-repetitive reverse voltage T <sub>J</sub> = 25 to 125°C	IFM: Maximum peak reverse current at rated VRRM	
	V	V	T <sub>J</sub> = 25°C mA	T <sub>J</sub> = 125°C mA
40HFL10S02, 40HFL10S05, 40HFL10S10 40HFL20S02, 40HFL20S05, 40HFL20S10 40HFL40S02, 40HFL40S05, 40HFL40S10 40HFL60S02, 40HFL60S05, 40HFL60S10 40HFL80S02, 40HFL80S05, 40HFL80S10 40HFL100S05, 40HFL100S10	100 200 400 600 800 1000	150 300 500 700 900 1100	0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1	10 10 10 10 10 10
70HFL10S02, 70HFL10S05, 70HFL10S10 70HFL20S02, 70HFL20S05, 70HFL20S10 70HFL40S02, 70HFL40S05, 70HFL40S10 70HFL60S02, 70HFL60S05, 70HFL60S10 70HFL80S02, 70HFL80S05, 70HFL80S10 70HFL100S05, 70HFL100S10	100 200 400 600 800 1000	150 300 500 700 900 1100	0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1	15 15 15 15 15 15
85HFL10S02, 85HFL10S05, 85HFL10S10 85HFL20S02, 85HFL20S05, 85HFL20S10 85HFL40S02, 85HFL40S05, 85HFL40S10 85HFL60S02, 85HFL60S05, 85HFL60S10 85HFL80S02, 85HFL80S05, 85HFL80S10 85HFL100S05, 85HFL100S10	100 200 400 600 800 1000	150 300 500 700 900 1100	0.1 0.1 0.1 0.1 0.1 0.1	20 20 20 20 20 20

① Types listed are cathode case, for anode case add "R" to code, i.e. 40HFLR20S02, 85HFLR100S05 etc.

### Reverse recovery characteristics

	40HFL...			70HFL...			85HFL...			Units	Conditions
	S02	S05	S10	S02	S05	S10	S02	S05	S10		
t <sub>rr</sub> Maximum reverse recovery time	70	180	350	80	150	290	50	120	270	ns	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>F</sub> = 1A to V <sub>R</sub> = 30V -dI <sub>F</sub> /dt = 100A/μs
	200	500	1000	200	500	1000	200	500	1000	ns	T <sub>J</sub> = 25°C, -dI <sub>F</sub> /dt = 25A/μs I <sub>FM</sub> = 1 x rated I <sub>F(AV)</sub>
Q <sub>RR</sub> Maximum reverse recovered charge	160	750	3100	90	500	1600	70	340	1350	nC	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>F</sub> = 1A to V <sub>R</sub> = 30V -dI <sub>F</sub> /dt = 100A/μs
	240	1300	6000	240	1300	6000	240	1300	6000	nC	T <sub>J</sub> = 25°C, -dI <sub>F</sub> /dt = 25A/μs I <sub>FM</sub> = 1 x rated I <sub>F(AV)</sub>

### Forward conduction

	40HFL	70HFL	85HFL	Units	Conditions
I <sub>F(AV)</sub> Maximum average forward current	40	70	85	A	180°C conduction, half sine wave, max. T <sub>C</sub> = 75°C
I <sub>F(RMS)</sub> Maximum RMS forward current	63	110	134	A	
I <sub>FRM</sub> Maximum peak repetitive forward current	220	380	470	A	Sinusoidal half wave, 30° conduction
I <sub>FSM</sub> Maximum peak, one cycle non-repetitive forward current	400	700	1100	A	t = 10ms Sinusoidal half-wave 100% VRRM reapplied, initial T <sub>J</sub> = T <sub>J</sub> max
	420	730	1151	A	t = 8.3ms
	475	830	1308	A	t = 10ms
	500	870	1369	A	t = 8.3ms Sinusoidal half-wave no voltage reapplied, initial T <sub>J</sub> = T <sub>J</sub> max
I <sup>2</sup> <sub>t</sub> Maximum I <sup>2</sup> <sub>t</sub> for fusing	800	2450	6050	A <sup>2</sup> s	t = 10ms 100% VRRM reapplied initial T <sub>J</sub> = T <sub>J</sub> max
	730	2240	5523	A <sup>2</sup> s	t = 8.3ms
	1130	3460	8556	A <sup>2</sup> s	t = 10ms No voltage reapplied initial T <sub>J</sub> = T <sub>J</sub> max
	1030	3160	7810	A <sup>2</sup> s	t = 8.3ms
I <sup>2</sup> √t Maximum I <sup>2</sup> √t for fusing ②	11 300	34 650	85 560	A <sup>2</sup> √s	t = 0.1 to 10ms, no voltage reapplied
V <sub>F(TO)</sub> Maximum value of threshold voltage	1.081	1.085	1.128	V	T <sub>J</sub> = 125°C
r <sub>F</sub> Maximum value of forward slope resistance	6.33	3.40	2.11	mΩ	
V <sub>FM</sub> Maximum peak forward voltage	1.95	1.85	1.75	V	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>FM</sub> = 1 x I <sub>F(AV)</sub>

② I<sup>2</sup><sub>t</sub> for time t<sub>x</sub> = I<sup>2</sup>√t<sub>x</sub> = √t<sub>x</sub>

# ANNEXE D

## SG1525A/SG1527A SG2525A/SG2527A SG3525A/SG3527A

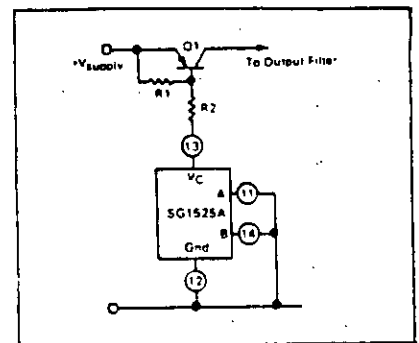
### Pulse width Modulation Control Circuit

The SG1525A/1527A series of pulse width modulator control-circuits offer improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The device includes a +5.1 volt  $\pm 1\%$  reference and an error amplifier with a common-mode range including the reference voltage to eliminate external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved together, or a single unit can be synchronized to an external system clock. A wide range of dead time is programmable with a single resistor between the  $C_T$  pin and the Discharge pin. Other features included are soft-start circuitry requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, allowing fast output turn-off with soft-start recycle turn-on. Undervoltage lockout keeps the outputs off when  $V_{CC}$  is less than the required level for normal operation. The output stages are a totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The SG1525A series output stage features NOR Logic, giving a low output for an off state. The SG1527A utilizes OR Logic which results in a high output level when off. These devices are available in Military, Industrial and Commercial temperature ranges.

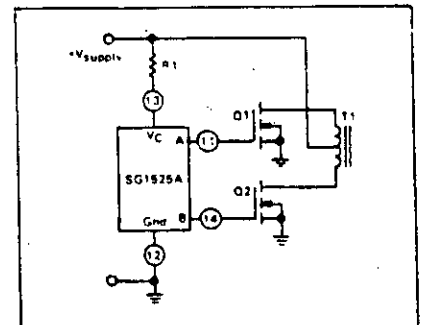
### Features

- 8.0 to 35 Volt Operation
- 5.1 Volt  $\pm 1.0\%$  Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Dead Time Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs:  $\pm 400$  mA Peak

### Single ended Supply



### Driving Power Fets



### Driving Transformers in a Half-Bridge Configuration

