

# Sommaire

<b>Introduction générale</b> .....	<b>P1</b>
<b>Chapitre I : Rappels sur les alimentations électroniques</b> .....	<b>p4</b>
I.1 Introduction :.....	p5
I.2 Les alimentations linéaires :.....	p5
I.2-1 schéma fonctionnel :.....	p5
I.2-2 principe de fonctionnement d une alimentation linéaire :.....	p6
I.2-2-1 LE TRANSFORMATEUR.....	p6
I.2-2-2 LE REDRESSEUR .....	p7
I.2-2-3 LE REDRESSEMENT .....	p8
I.2-2-4 LA STABILISATION .....	p9
I.3 Protections .....	p10
I.3-1 Les fusibles .....	p10
I.3-2 Le varistor .....	p11
I.3-3 Filtre antiparasites .....	p12
I.4 Le transistor .....	p13
I.4.1 Applications .....	p13
I.4.2 description schématique .....	p14
I.4-3 Fonctionnement en commutation .....	p15
I.5 Conclusion .....	p19

<b>Chapitre II : Les alimentations a découpage</b> .....	<b>p20</b>
II.1 Introduction.....	p21
II.2 Pourquoi du découpage ?.....	p21
II.2-1 Principe de base .....	p21
II.2-2 Comment découpe-t-on une tension ?.....	p23
II.3 Fonctionnement .....	p27
II.4 Types des alimentations à découpage .....	p29
II.4-1 Alimentation type "Buck" .....	p29
II.4-2 Alimentation "Boost" .....	p30
II.4-3 Alimentation type "flyback" .....	p32
II.4-4 Alimentation Push-Pull .....	p33
II.4-5 Autres types de montages .....	p34
II.4-6 Choix du principe .....	p34
II.5 Points forts et points faibles des alimentations à découpage.....	p35
II.5-1 Points forts .....	p35
II.5-2 Points faibles .....	p35
II.6 Conclusion .....	p36
<b>Chapitre III : Réalisation pratique</b> .....	<b>P37</b>
III.1 Introduction .....	p38
III.2 Description du circuit.....	p38
III.3 Analyse fonctionnelle et structurelle .....	p42
III.3-1Bloc redressement / filtrage réseau .....	p42

III.3-2 Transfert d'énergie .....	p43
III.3-3 Bloc redressement / filtrage secondaire .....	p44
III.3-4 Bloc mesure tension avec isolation galvanique.....	p45
III.3-5 Bloc découpage de la tension continue.....	p46
III.4 Processus de calcul de l'alimentation et de choix des composants.....	p47
III.4-1 Mode discontinu.....	p47
III.4-2 Mode continu.....	p48
III.5 Circuit imprimé de notre application .....	p49
III.6 Conclusion .....	p50
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>p51</b>
<b>Bibliographie.....</b>	<b>p54</b>
<b>Annexe.....</b>	

# Introduction Générale

La miniaturisation, des équipements de télécommunication, des Machines de traitement de l'information, des ordinateurs etc... , oriente l'intention des chercheurs vers la recherche des éléments à grand rendement tout en réduisant le poids, la taille et les pertes.

Pour réduire la taille des systèmes de conversion, qui alimentent ces équipements courant-continu, fonctionnant à une puissance définie, il est désirable d'augmenter la fréquence de fonctionnement afin de pouvoir utiliser des composantes magnétiques moins volumineuses.

Lorsqu'on veut utiliser des fréquences de commande supérieures à quelques kHz, on se heurte rapidement aux problèmes de pertes par commutation, qui affectent le rendement de façon considérable.

Les pertes par commutation sont dues au chevauchement des formes d'ondes de la tension et du courant lors des commutations (passage de l'état bloqué à l'état passant et vice versa). Cet empiétement induit une dissipation d'énergie à chaque commutation et détériore le rendement du convertisseur lorsque la fréquence des impulsions est augmentée. Par conséquent, pour obtenir un niveau satisfaisant de l'échauffement des interrupteurs de puissance lors d'un fonctionnement à fréquence élevée, et cela sans entraîner un déclassement de la puissance transitée par les semi-conducteurs, il faut minimiser les pertes par commutation.

Pour limiter ces pertes à une valeur raisonnable, les méthodes qui étaient envisageables sont: soit l'utilisation d'un réseau d'aide à la commutation ou l'accélération des commutations. Le réseau d'aide à la commutation réduit les pertes dans les semi-conducteurs seulement, mais les pertes totales restent sensiblement pareilles. L'accélération des commutations n'est pas non plus une solution encourageante car, du fait des temps de commutation très courts, les gradients de courant et de tension génèrent des perturbations

électromagnétiques. De plus, l'augmentation de la vitesse des commutations favorise également l'apparition des oscillations accompagnées de dangereux dépassements.

Pour réduire les pertes par commutation qui résultent du fonctionnement à haute fréquence, il est intéressant d'utiliser les convertisseurs de puissance à résonance. Parmi les convertisseurs de puissance utilisés en hautes fréquences, on trouve les trois types de convertisseurs à résonance suivant: le convertisseur à résonance série (CRS), le convertisseur à résonance parallèle (CRP) et la combinaison série-parallèle (CRSP). Les principales différences, entre ces convertisseurs, dont chacun a ses avantages et ses inconvénients, résident dans le nombre de composantes utilisées, la taille du circuit, le coût, le fonctionnement en court-circuit et à vide et surtout les contraintes sur les semi-conducteurs de puissance.

Dans cette étude nous comptons réaliser expérimentalement un prototype pouvant fonctionner à haute fréquence pour une charge variable, sans se soucier des problèmes de fonctionnement en pleine charge ou à vide, ainsi que chercher un rendement élevé en proposant une méthode d'étude et de design générale du convertisseur. Le prototype choisi doit développer une puissance. L'application envisagée est l'alimentation de plusieurs sorties.

Ce mémoire est divisé en trois parties, il présente en premier chapitre une généralité sur les convertisseurs de puissance à résonance ainsi que les avantages et les inconvénients de chacun d'eux. En deuxième chapitre on présente le principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage, ainsi que les différents modèles de cette dernière. Dans la troisième partie on présente une application, détaillée, du CRP à partir duquel on déduit le design complet du convertisseur incluant, les éléments du circuit résonant, les éléments du filtre d'entrée de sortie et les éléments magnétiques des inductances et du transformateur d'isolation.

# Chapitre I : Rappels sur les alimentations électroniques

## I.1 Introduction :



Figure I.1 Généralité de l'alimentation

La fonction des alimentations est de fournir à un objet technique l'énergie électrique nécessaire à son fonctionnement. Dans la plupart des cas, la fonction alimentation transforme les caractéristiques de l'énergie livrée par le réseau pour les adapter aux conditions de l'alimentation d'un objet technique (le fonctionnement des circuits électroniques d'un objet technique nécessite en général une alimentation sous Très Basse Tension Continue).

Pour réaliser ces convertisseurs on utilise deux types de structures :

- Les alimentations linéaires.
- Les alimentations à découpage.

## I.2 Les alimentations linéaires :

### I.2-1 schéma fonctionnel :

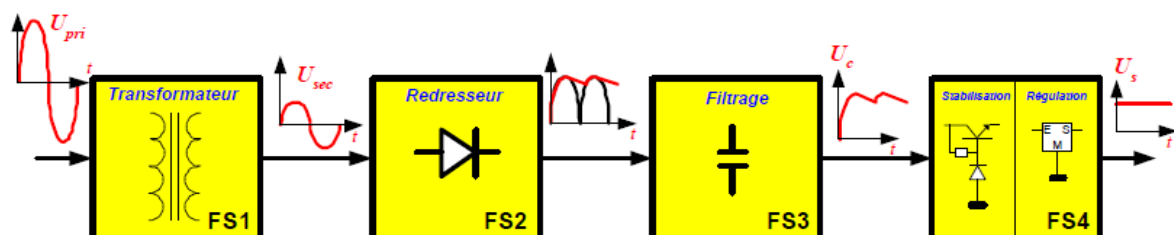


Figure I.2 Démonstration de l'alimentation simple



**ENTREE :**

$U_e$  : tension secteur sinusoïdale *alternative*

230 V<sub>eff</sub>, 50Hz

**SORTIE :**

$U_s$  et  $I_s$  : tension et courant **continus**

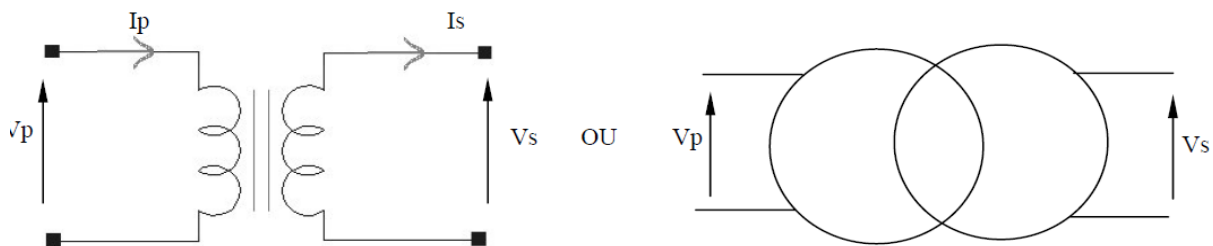
<i>Transformateur</i>	<i>Redresseur</i>	<i>Filtre</i>	<i>Régulateur</i>
<i>Diminue l'amplitude de la tension secteur</i>	<i>Convertit une tension alternative en une tension unidirectionnelle</i>	<i>Stocke l'énergie de façon à lisser la tension de sortie du redresseur.</i>	<i>Stabilise la tension et le courant de sortie de manière à les rendre <b>CONSTANTS</b> (continus).</i>

Tableau I.1 les importants composant de l'alimentation simple

**I.2-2 principe de fonctionnement d une alimentation linéaire :**

**I.2-2-1 LE TRANSFORMATEUR :**

Nous utilisons un transformateur pour abaissé la tension du secteur



**Rappel :**

Constitution : 2 bobines couplées par mutuelle induction.

Propriétés : Puissance absorbée = Puissance fournie + Perte

$$P_{\text{Primaire}} = P_{\text{secondaire}} + P_{\text{perdue}}$$

$$P_p = P_s + P_{\text{per}}$$

Le rendement étant très bon (et les puissances mises en jeux en électronique faibles) on peut négliger les pertes.

**Remarque :** Dans un système inductif, le courant et la tension ne sont pas en phase. La puissance est donc donnée par la relation  $P = UI \cos \phi$ .

Pour un transformateur (du moins pour les cas qui nous intéressent) le  $\cos \phi$  étant proche de 1, nous utiliserons seulement l'énergie réactive en VA (Volt Ampère).

$P_p = P_s$	$V_p I_p = V_s I_s$
-------------	---------------------

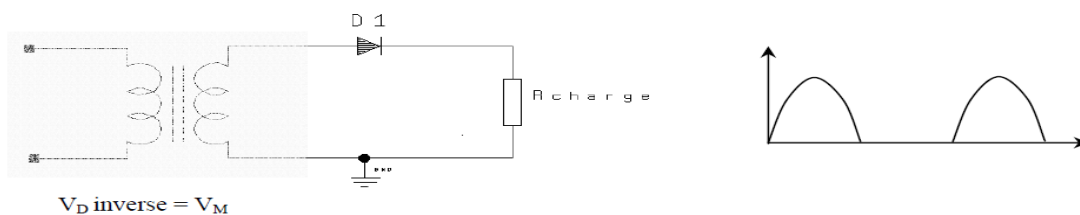
On appellera rapport de transformation

$N = \frac{V_p}{V_s}$
-----------------------

**I.2-2-2 LE REDRESSEUR :**

Diverses solutions s'offre à nous :

- *Bloquer l'alternance négative. Une simple diode pourra suffire.*



**Figure I.4 redressement simple alternance**

Ce système n'offre pas une efficacité optimale du fait que l'alternance négative est perdue.

➤ *Rendre positive l'alternance négative.*

Avec un transformateur à point milieu :

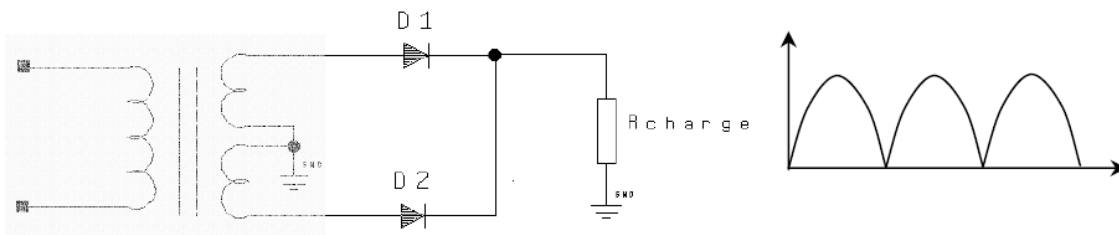


Figure I.5 redressement double alternance avec point milieu

On remarquera que pour chaque demis alternance, seul un enroulement du transformateur est mobilisé.

Avec un pont de diode ( pont de greatz ) :

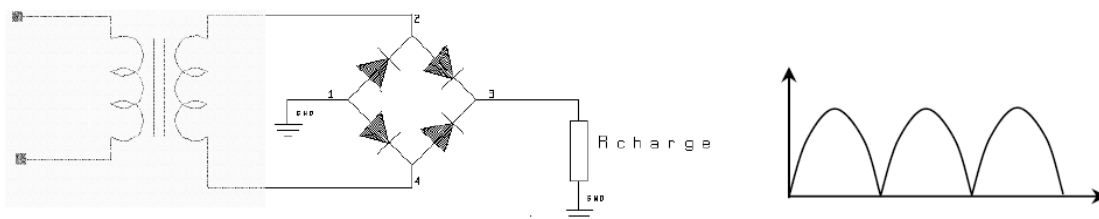


Figure I.6 pont de diodes

### I.2-2-3 LE REDRESSEMENT :

La tension en sortie de cette fonction ne doit pas descendre au dessous d'une certaine valeur ( fonction des contraintes fixées par la fonction suivante - réguler )

Nous avons donc besoin de placer un réservoir d'énergie qui pourra compenser les manques laissés par la fonction redressement.

Le condensateur se chargera pendant la conduction de la diode et restituera son énergie pendant son blocage.

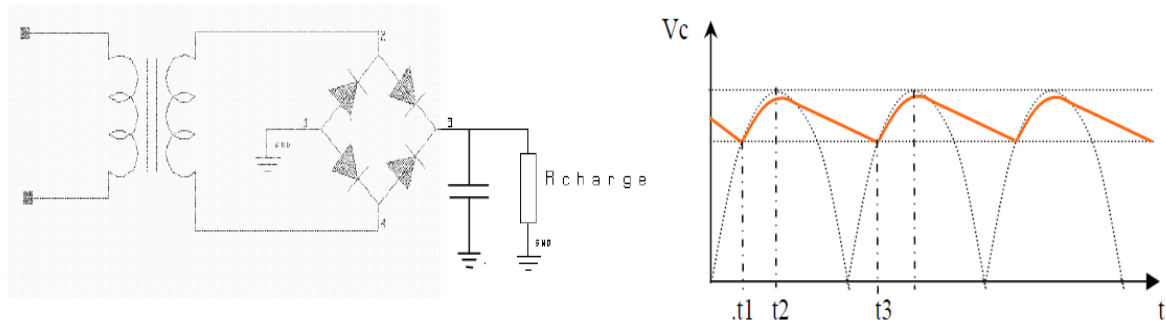


Figure I.7 principe de filtrage

$t_1 \rightarrow t_2$  : l'énergie fournie à la charge passe par la diode. Celle ci chargera également le condensateur.

$t_1 \rightarrow t_3$  : La diode est bloquée, seul le condensateur fournira l'énergie à la charge.

La constante de charge du condensateur est très rapide (résistance dynamique de la diode et de l'enroulement secondaire du transformateur).

### I.2-2-4 LA STABILISATION :

Régulateur intégré.

C'est une sorte de "robot" de tension. Il fournit une tension de sortie constante quelque soit le courant demandé par la charge et quelque soit les variations de la tension issue du lissage (Celle ci doit néanmoins rester dans des limites acceptables).

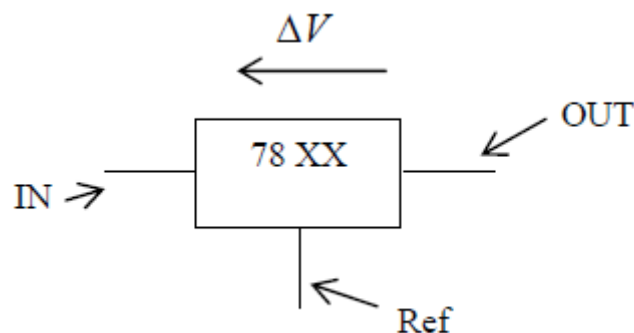


Figure I.8 schématisation d'un régulateur

**Paramètres importants :**

$V_{OUT}$ , Tension de sortie

$V_{IN Max}$ , tension d'entrée max supportable par le circuit.

$V_{IN min}$ , Tension mini d'entrée pour garantir une régulation satisfaisante.

$I_{OUT}$ , courant maximum délivrable à la charge.

Suivant l'application, on peut être contraint de minimiser la tension minimum admissible en entrée pour garantir un fonctionnement satisfaisant du régulateur. Ce sera par exemple le cas des alimentations à partir de batteries. Dans ce cas nous choisirons des régulateurs à faibles perte dit "low drop". Cette tension étant d'environ 1 à 2,5 V pour un régulateur classique, peut descendre de quelques centaines à quelques dizaines de millivolts pour un régulateur de ce type.

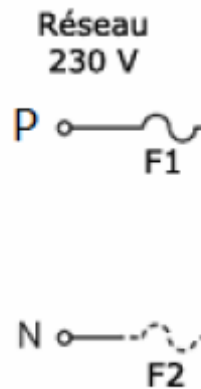
**Remarques :** Pour des problèmes de stabilité, un condensateur de quelques  $\mu F$  est placé en sortie du régulateur.

Lors de la mise hors tension du montage la tension d'entrée du régulateur devient nul. Dans ce cas, un courant provenant de la charge risque d'entrer par la sortie du régulateur et de le détériorer. Pour éviter ce problème, une diode est placée en inverse entre l'entrée et la sortie de celui-ci.

**I.3 Protections :**

**I.3-1 Les fusibles :**

Le premier élément de sécurité indispensable est un fusible F1 qui protégera le réseau d'une défaillance de l'alimentation, Il sautera au cas où un court-circuit venait à se produire au découpage notamment. Dans ce cas, le courant appelé devient extrêmement élevé et le fusible fond pour ne pas surcharger le réseau.



P : phase , N : neutre

Figure I.9 schématisation d'un fusible

### I.3-2 La varistance (varistor) :

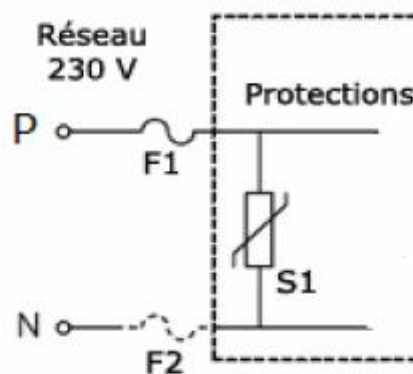


Figure I.10 schématisation du varistor

On continue dans la sécurité avec une varistance (MOV : Metal Oxide Varistor), noté S1, qui protège l'alimentation des surtensions brutales qu'il peut y avoir si jamais la foudre venait à s'abattre pas loin par exemple. En temps normal, cet élément à une très grande résistance électrique, le courant de fuite qui le traverse est donc négligeable et rien ne se passe. Par contre, lorsque la tension augmente brutalement au delà d'un certain seuil, sa résistance chute d'un seul coup et elle "court-circuite" alors directement l'entrée. Comme elle est capable d'absorber une grosse énergie durant la fraction de seconde que dure le phénomène, elle évite que la haute

tension n'endommage le reste du système. Ça ne remplace pas un vrai système parasurtenseur monté en amont de l'alimentation, mais c'est une sécurité supplémentaire qui peut s'avérer utile dans certains cas.



Figure I.11 varistance réel

### I.3-3 Filtre antiparasites :

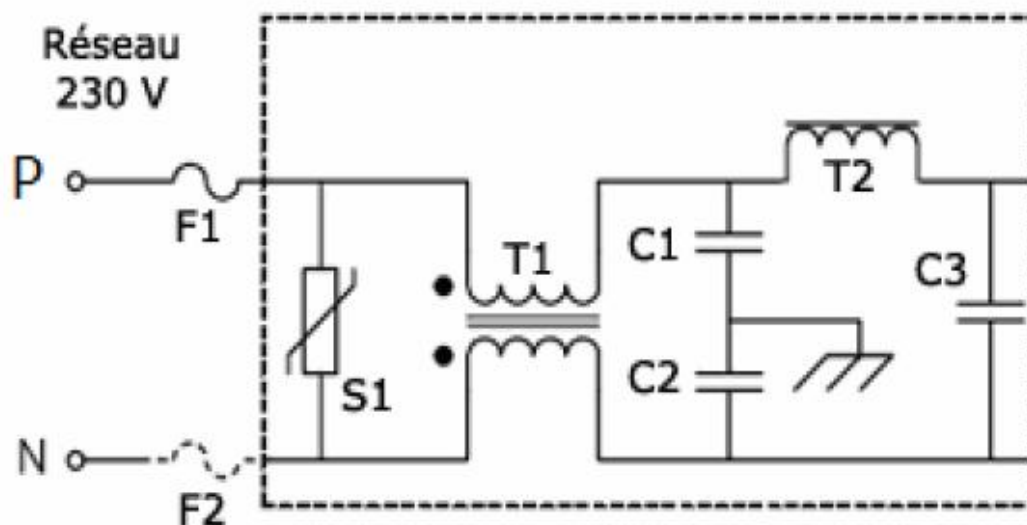


Figure I.12 schéma d'un filtre antiparasite

On trouve juste derrière les éléments de protections plusieurs filtres pour empêcher les parasites hautes fréquences générés de remonter vers le réseau pour le polluer. Sur le schéma, on a 2 filtres T1 et T2 avec les condensateurs associés C1, C2 et C3, mais il peut y en avoir 3 pour encore plus d'efficacité. Le filtre T1 s'occupe des

interférences dites en mode commun et T2 s'occupe de celles en mode différentiel. On ne s'étalera pas sur les différences qui sont liées au sens de parcours du courant dans certains fils et aux interactions interlignes. Le but est de bloquer les hautes fréquences grâce à des condensateurs et des ferrites d'antiparasitage qui font office de barrière. Ils produisent très peu de pertes pour le rendement final.



Figure I.13 filtre antiparasite réel

### I.4 Le transistor :

Un transistor est un dispositif semi-conducteur à trois électrodes actives, qui permet de contrôler un courant (ou une tension) sur une des électrodes de sorties (le collecteur pour le transistor bipolaire et le drain sur un transistor à effet de champ) grâce à une électrode d'entrée (la base sur un transistor bipolaire et la grille pour un transistor à effet de champ).

C'est un composant fondamental des appareils électroniques.

#### I.4.1 Applications :

- analogique,
- numérique,

Et à ceux de l'électronique de puissance et haute tension.



- La technologie bipolaire est plutôt utilisée en analogique et en électronique de puissance.
- Les technologies FET et CMOS sont principalement utilisées en électronique numérique (réalisation d'opérations logiques). Ils peuvent être utilisés pour faire des blocs analogiques dans des circuits numériques (régulateur de tension par exemple). Ils sont aussi utilisés pour faire des commandes de puissance (moteurs) et pour l'électronique haute tension (automobile). Leurs caractéristiques s'apparentent plus à celles des tubes électroniques. Ils offrent une meilleure linéarité dans le cadre d'amplificateurs Hi-Fi, donc moins de distorsion.

### I.4.2 description schématique :

Dans les deux types de transistors bipolaires (NPN, PNP), l'électrode traversée par l'ensemble du courant s'appelle l'émetteur. Le courant dans l'émetteur est égal à la somme des courants du collecteur et de la base.

La flèche identifie l'émetteur et suit le sens du courant; elle pointe vers l'extérieur dans le cas d'un NPN, vers l'intérieur dans le cas d'un PNP. L'électrode reliée au milieu de la barre centrale figure la base et la troisième électrode figure le collecteur.

Dans le cas de l'effet de champ, la flèche disparaît, car le dispositif est symétrique (drain et source sont échangeables). Les traits obliques sont habituellement remplacés par des traits droits.

Pour le transistor *MOS*, la grille se détache des autres électrodes, pour indiquer l'isolation due à la présence de l'oxyde.

En réalité, il existe une quatrième connexion pour les transistors à effet de champ, le substrat (parfois appelé *bulk*), qui est habituellement relié à la source (c'est la connexion entre S et les deux traits verticaux sur le schéma).

transistors bipolaires	symbole	transistors à effet de champ	symbole
le collecteur	<b>C</b>	le drain	<b>D</b>
la base	<b>B</b>	la grille	<b>G</b>
l'émetteur	<b>E</b>	la source	<b>S</b>

Tableau I.2 les symboles du transistor (bipolaires, effet de champ)

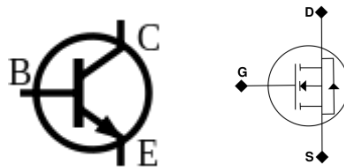


Figure I.14 schématisation du transistor (bipolaires, effet de champ)

### I.4-3 Fonctionnement en commutation (bipolaires, effet de champ):

Utiliser un transistor en commutation consiste à exploiter essentiellement les états bloqué et saturé.

Dans le cas idéal le transistor se comporte comme un interrupteur :

- **bloqué** :  $I_c = 0$ ,  $V_{ce}$  fonction des éléments du montage ( $V_{cc}$ )  
 $\Leftrightarrow$  interrupteur ouvert.
- **saturé** :  $V_{ce} = 0$ ,  $I_c$  fonction des éléments du montage  
 $\Leftrightarrow$  interrupteur fermé.

Dans les deux cas  $P = V_{ce} \cdot I_c = 0$ , la puissance dissipée par le transistor est pratiquement négligeable, d'où l'utilisation principale de ce mode de fonctionnement en électronique de puissance.

Pour passer de l'état bloqué à l'état saturé et inversement le transistor passe évidemment par la zone de fonctionnement linéaire, mais ce fonctionnement est "secondaire", le basculement se fait en un temps très court. Cette phase de basculement n'a d'incidence que si la fréquence de commutation est importante (la puissance dissipée pendant les commutations n'est plus négligeable).

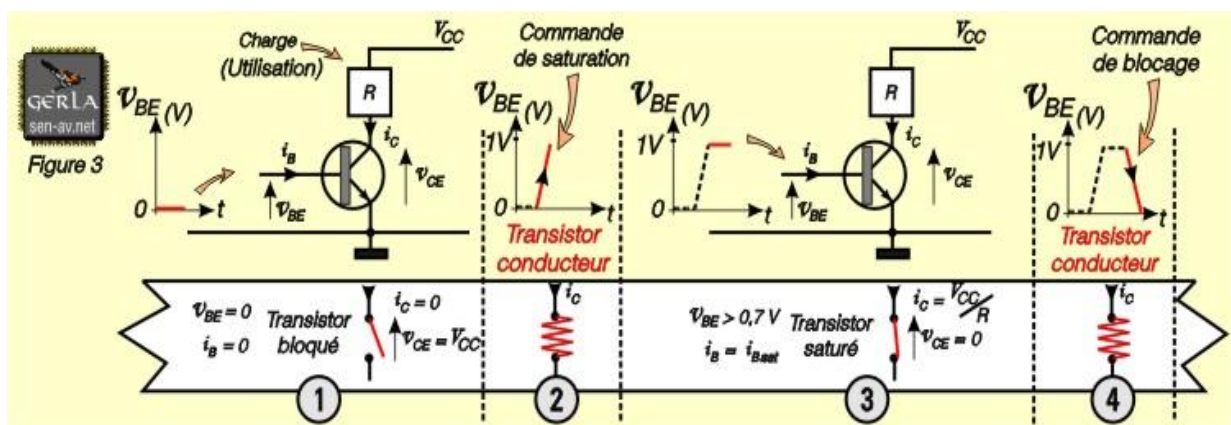


Figure I.15 : Etats électriques du transistor NPN en régime de commutation

Sans reprendre la théorie du fonctionnement du transistor en commutation de puissance, on retient les spécificités du fonctionnement du transistor de découpage :

- ▶ le pouvoir de coupure exprimé (en volts x ampères) par le produit  $I_{Cmax} \times V_{CEmax}$ .

par exemple :  $600(V) \times 6(A) = 3600 VA$

- ▶ Les conditions d'attaque (ou de commande) du transistor de découpage.

Les conditions de commande d'un transistor en commutation (figure I.15) jouent un rôle prépondérant dans la fiabilité d'un équipement.

La mise en saturation passe par une étape de conduction (temps d'établissement) qu'il est difficile de maîtriser et dont la durée doit être réduite autant que possible afin que l'énergie dissipée dans le transistor soit faible.

Le passage de l'état saturé à l'état bloqué (temps de descente) fait également apparaître une étape transitoire (pendant laquelle le transistor est conducteur) qu'il est également nécessaire de maîtriser afin de réduire la puissance dissipée et de déterminer le plus précisément le moment du blocage.

Les MOSFET de puissance utilisés dans les alimentations à découpages et autres convertisseurs DC/DC, DC/AC sont généralement de type N.

Le transistor à effet de champ (jonction field-effect transistor, JFET) est essentiellement constitué à partir d'un substrat de semi-conducteur (silicium dopé P) sur lequel sont développées des zones fortement dopées N constituant le drain (D), la source (S) et une électrode de commande ou grille (G, gate).

La grille du transistor MOSFET (metal oxide semiconductor field-effect transistor), figure qui suit se trouve être montée sur une couche isolante d'oxyde de silicium.

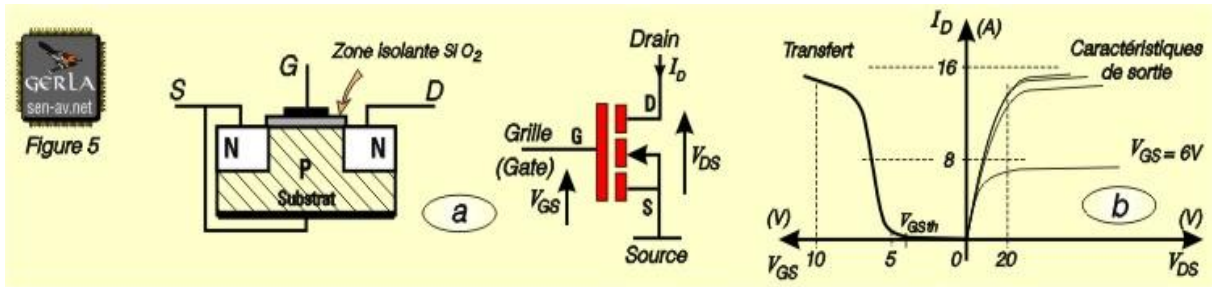


Figure I.16 Structure, symbole (a) et caractéristiques (b) du MOSFET canal N

Le drain D est porté à un potentiel positif par rapport à la source S. En fonctionnement linéaire (amplification), la grille, portée à un potentiel positif (régime d'enrichissement), permet l'ouverture d'un canal de conduction plus ou moins profond (présence d'électrons constituant une couche dite d'inversion) dans le semi-conducteur ce qui permet la circulation d'un courant de drain  $I_D$  (état on).

En présence d'une polarisation inverse, la structure du MOSFET fait apparaître un comportement en diode. Les spécifications de la diode source/drain sont généralement données dans les documentations techniques ("data sheet").

Polarisé en direct (figure I.17), quand la tension de grille est inférieure à  $V_{GSth}$  (GateThreshold Voltage, tension de seuil de grille) et bien évidemment quand  $V_{GS}$  est nulle, le courant de drain est nul. Le MOSFET est alors bloqué (état off). La tension  $V_{GSth}$  dépend en partie de la structure du MOSFET et du type d'application (traitement de signal, puissance). La tension  $V_{GSth}$  est de l'ordre de 3 à 5 V pour les MOSFET de puissance.

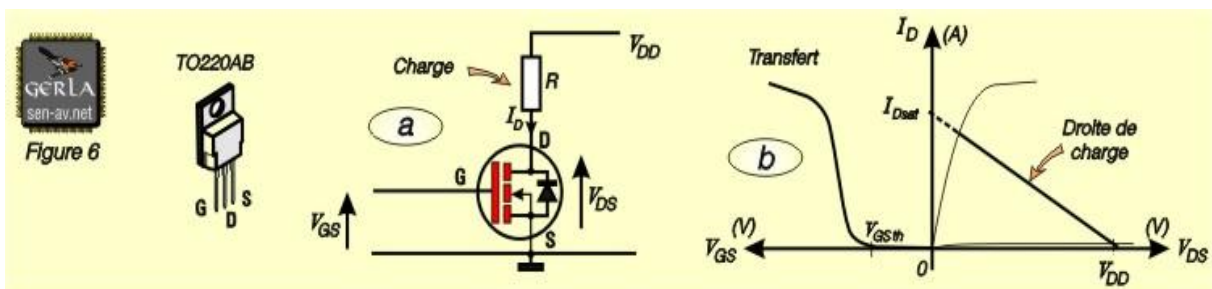


Figure I.17 Boîtier, circuit de charge (a) et états électriques du MOSFET

Les dimensions des semi-conducteurs constituant les MOSFET de puissance étant relativement grandes, la valeur de la tension  $V_{GS}$  de commande se situe autour de 10V. Quand le transistor est à l'état on, la résistance  $R_{DSon}$  est relativement faible.

La commutation du transistor de puissance MOSFET, canal N, est rapide. A la fermeture, il n'y a pas d'accumulation de charges résiduelles dans le semi-conducteur.

Il n'est donc pas nécessaire d'appliquer une tension de déstockage négative (voir la commande d'un transistor bipolaire) pour passer de l'état on à l'état off. En ce sens, les circuits de commande d'un transistor MOS de puissance sont plus simples.

### **I.5 Conclusion :**

Dans le domaine des alimentations, les technologies évoluent. Les alimentations traditionnelles sont constituées à partir d'un transformateur à enroulements séparés, assurant en plus de la conversion de tension. L'amélioration de la technologie à découpage associée d'une baisse des coûts en font une alternative intéressante par plusieurs points. Nous allons voir cette technologie dans le chapitre qui suit.

# Chapitre II

# Les alimentations a découpage

## II.1 Introduction

Une alimentation à découpage est un convertisseur Continu / Continu. Celui-ci est beaucoup utilisé dans l'électronique, TV, Ordinateur, ....

Une alimentation à découpage hache une tension redressée et filtrée à des fréquences élevées, ce qui permet l'utilisation de transformateurs beaucoup plus petits que les alimentations conventionnelles, une isolation galvanique, un transfert du quasi totalité de la puissance de la source à la charge... Les alimentations à découpage permettent d'obtenir une tension continue réglable à partir du secteur. Elles sont de faible poids, faible volume et offrent un bon rendement (90%).

## II.2 Pourquoi du découpage ?

### II.2-1 Principe de base :

Une alimentation pour ordinateur est un système complexe qui doit être capable de fournir plusieurs tensions de manière régulée (3.3, 5, 12 et -12 V actuellement).

Les alimentations basse tension du type chargeur ou petit transformateur pour console, téléphone, etc. abaissent le 220 V alternatif à quelques volts à l'aide d'un transformateur, le redressent grâce à un pont de diodes, le lissent grâce à un condensateur et le régulent (pas toujours le cas) pour fournir du 12 V continu par exemple. C'est un système simple de ce type :



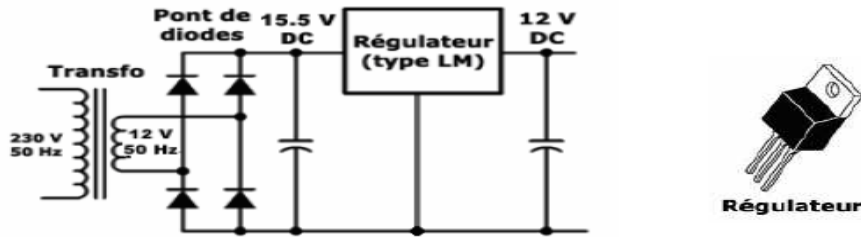


Figure II.1 une simple alimentation

Le problème c'est que le régulateur linéaire, qui agit comme une résistance variable s'occupant de maintenir ce 12 V en sortie quelles que soient la tension d'entrée et la charge appliquée, occasionne une chute de tension (on passe de 15 à 12V par exemple). Celle-ci génère donc des pertes et une puissance thermique qu'il faut évacuer.

Le rendement d'un tel système est très mauvais (25-50 %) car on dissipe beaucoup d'énergie inutilement, mais il est suffisant pour de très petites puissances car c'est très peu cher à fabriquer. Néanmoins, on emploie de plus en plus du découpage pour optimiser et réduire énormément la taille de ces adaptateurs. Si on utilisait ce genre de système linéaire pour alimenter un PC qui demanderait 300 W, il faudrait consommer pas loin de 900 W pour que le système fonctionne, avec une différence de 600 W qui partirait en chaleur. En 50 Hz, il faudrait un gros transformateur, pesant pas loin de 10 kg, pour être capable de fournir 300 W, en plus des 600 W de pertes induites par la régulation, qu'il faudra bien dissiper....

Il faut donc trouver une solution beaucoup plus efficace et c'est là que le découpage intervient. Pour faire simple, une alimentation à découpage transforme le 230 V alternatif en 325-400 V continu, puis hache cette tension à haute fréquence pour en faire un train de fines impulsions (durée =  $\sim 0.00001$  seconde), dont la moyenne lissée et filtrée donnera les tensions nécessaires en sortie. Voici l'explication en images :

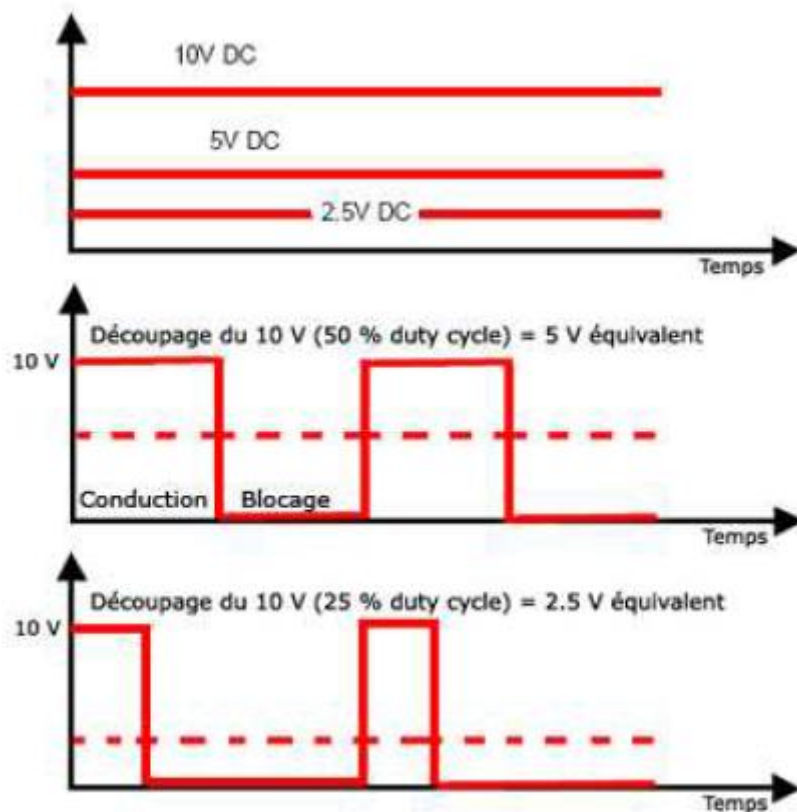


Figure II.2 Signal avec cycle de découpage

Le rapport cyclique (duty cycle en anglais) est le rapport entre le temps de conduction et le temps d'une période (conduction+blocage) de la forme en créneau. Si on hache du 10 V avec un rapport cyclique de 50 %, on obtient du 5 V en moyennant le signal obtenu. Si on hache ce 10 V à 25 % maintenant, on obtiendra du 2.5 V et ainsi de suite. Il suffit de calculer le bon rapport entre le temps de conduction et la valeur de la tension à découper pour avoir ce que l'on souhaite en sortie.

### II.2-2 Comment découpe-t-on une tension ?

Pour découper la tension, on n'utilise rien d'autre qu'un interrupteur qui va s'ouvrir et se fermer très rapidement. La figure qui suit explique ce phénomène

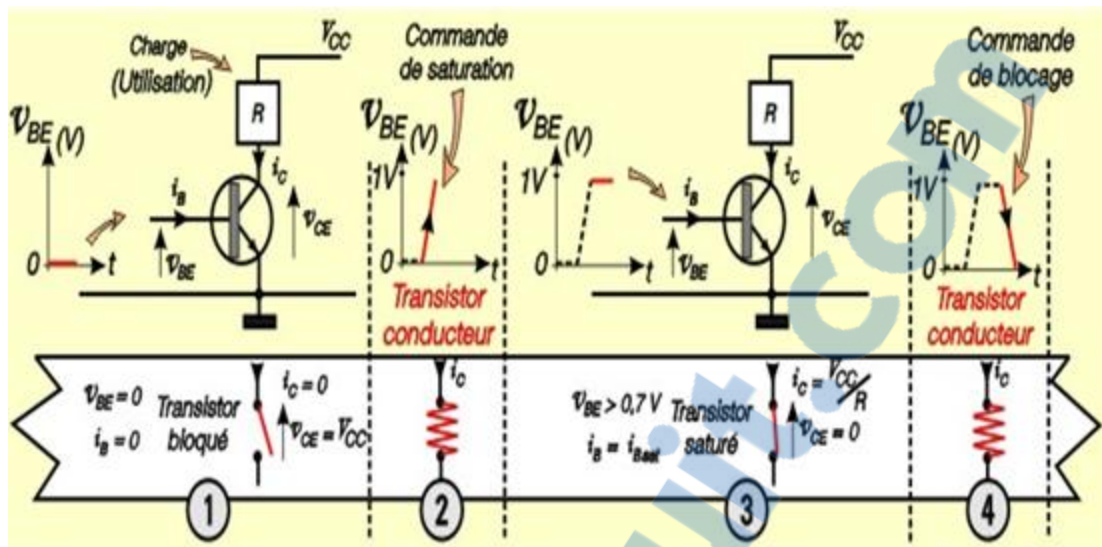


Figure II.3 états électrique en commutation

Cet interrupteur électronique est un transistor (technologie bipolaire ou MOSFET) que l'on pilotera tout simplement en ouverture et en fermeture (régime de commutation). Le processus se fait à une fréquence de plus de 20 kHz pour être au dessus des fréquences audibles par l'homme. En général, on se trouve entre 32 et 100 kHz, mais ça peut monter beaucoup plus haut vers le mégahertz suivant l'application. C'est d'ailleurs ce que l'étage d'alimentation d'un processeur fait en découplant le 12 V à près de 500 kHz pour sortir une tension stabilisée entre 1 et 2 V avec un très fort courant, quelles que soient les conditions.

Pour éviter les pertes inutiles, il suffit simplement de ne pas avoir la tension et le courant en un même point au même instant. Ici, l'interrupteur n'a que 2 états, soit il laisse passer le courant (état passant) soit il l'empêche de passer (état bloqué), donc théoriquement la tension et le courant ne sont jamais présents en même temps. Quand le transistor est bloqué, le courant qui le traverse est nul et quand il est passant, la tension à ses bornes est nulle (toujours en théorie). En réalité, le transistor n'est pas parfait et occasionne des pertes à son ouverture et sa fermeture car ce

n'est pas instantané (pertes par commutation) et aussi lorsque le courant le traverse car il a une résistance très faible mais pas nulle (pertes par conduction).

Au final, les pertes occasionnées aux transistors en régime de commutation sont quand même infiniment plus faibles qu'en régime linéaire pour le régulateur. Voici l'illustration du phénomène décrit au dessus :

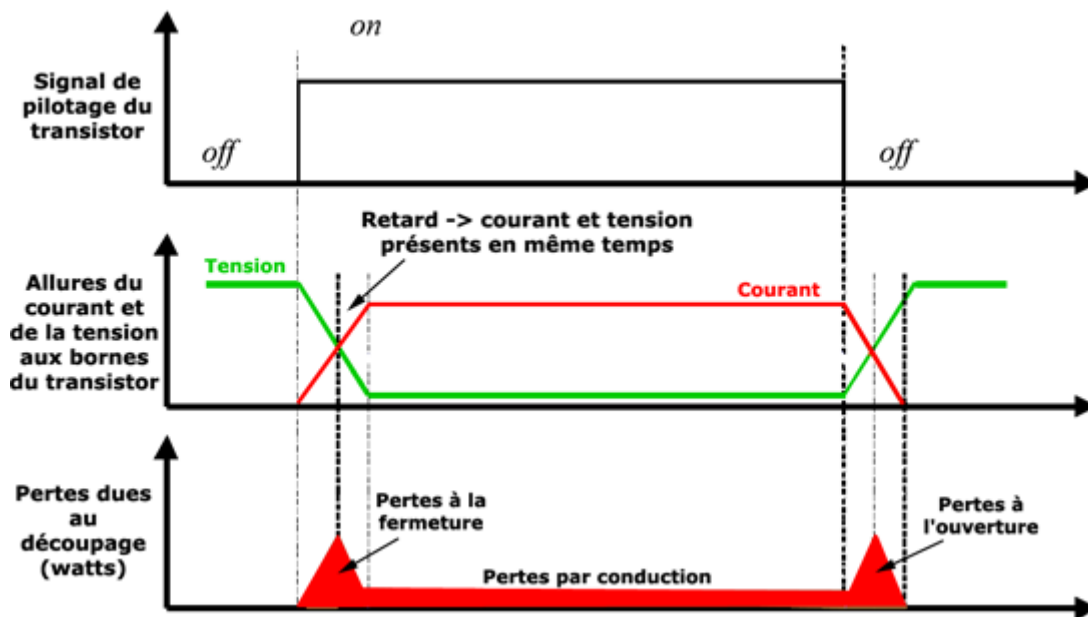


Figure II.4 signal de perte en commutation

Pour réduire les pertes au maximum, une alimentation à découpage utilisera donc des éléments non dissipatifs (en théorie) du genre transformateur, inductance, interrupteurs électroniques, condensateurs. Alors qu'un système linéaire permet un rendement de 25-50 %, les meilleures alimentations à découpage (tous domaines confondus) permettent d'atteindre 70 à 95 % !

Le fait de découper à haute fréquence est important car plus on découpe vite, plus on peut réagir vite face aux sollicitations extérieures, plus on manipule de petites quantités d'énergie et plus on peut réduire la taille des composants. Pour un transformateur, sa

taille est inversement proportionnelle à sa fréquence d'utilisation. C'est pour cela qu'on trouve des monstres (transformateurs toriques très lourds) dans les amplificateurs audio pour éviter le découpage car ça implique de filtrer les nombreux parasites générés (ça coûte cher) et les audiophiles n'aiment pas vraiment les parasites. On peut aussi réduire la valeur des condensateurs et l'encombrement des autres éléments car on travaille sur de toutes petites quantités en un temps donné. A 50 kHz, un tout petit transformateur suffit à fournir une grosse puissance sans problème. Les alimentations à découpage permettent alors d'avoir des puissances volumiques en  $W/cm^3$  (rapport puissance/encombrement) très élevées car les éléments ne prennent pas trop de place et on peut sortir des grosses puissances.

A priori, le découpage apparaît donc comme une solution idéale, mais il a des inconvénients notables au niveau de la compatibilité électromagnétique notamment. Outre le fait que ce soit bien plus complexe et plus cher à faire qu'une alimentation linéaire, le découpage engendre un tas de parasites et une ondulation qu'il est impératif de filtrer en sortie (normes sévères là dessus). Découper très vite génère des pics et des variations ultra rapides de la tension et du courant, et qui dit variations rapides dit interférences et rayonnements électromagnétiques. Ces parasites prennent la forme d'interférences électromagnétiques (EMI) rayonnées ou réinjectées par conduction dans les fils vers le réseau. Il faut absolument les contenir et les atténuer pour éviter de polluer l'environnement électrique proche.

Pour le premier type, le châssis en acier agit comme un blindage pour atténuer les émissions radiofréquences qui peuvent perturber la réception de la TV ou de la radio par exemple. Le deuxième type est plus compliqué à gérer car il faut mettre en place des filtres en ligne pour les absorber. Ces filtres sont évidemment présents dans les



bonnes alimentations et souvent de manière incomplète dans les alimentations bas de gamme pour réduire les coûts. Ils protègent aussi bien l'alimentation du bruit électrique qui circule sur le réseau, que le réseau des parasites hautes fréquences générés par le découpage, ça marche dans les 2 sens.

### II.3 Fonctionnement :

Voilà un schéma de principe du fonctionnement d'une alimentation à découpage :

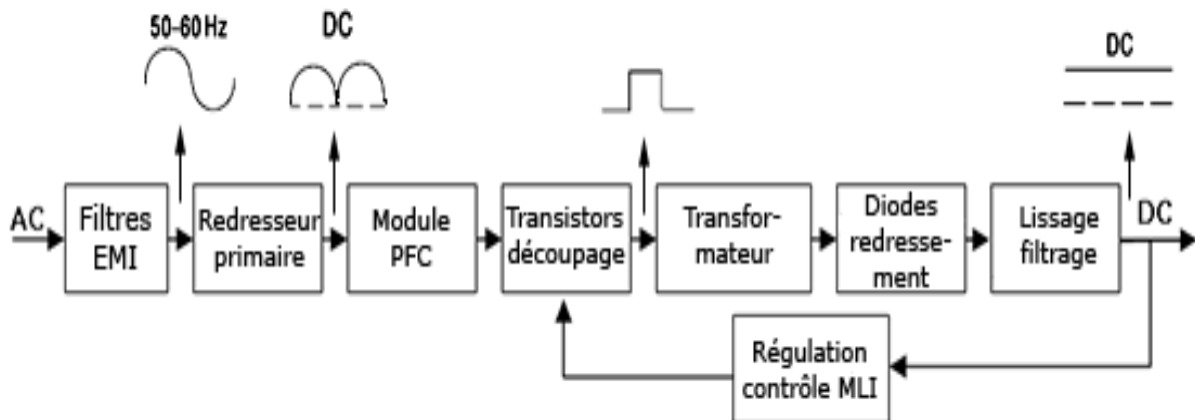


Figure II.5 de principe du fonctionnement d'une alimentation à découpage

La tension du secteur est d'abord filtrée, redressée puis lissée pour obtenir une tension continue entre 325 et 400 V (suivant s'il y a un PFC actif ou non). On la découpe à l'aide d'un ou plusieurs transistors selon la topologie électrique adoptée et l'on injecte les impulsions dans l'enroulement primaire du transformateur. Le transfert énergétique s'effectue alors au rythme du découpage vers les différents enroulements au secondaire pour avoir une tension plus basse en sortie. En général, il n'y a que 2 enroulements différents au secondaire, un pour le 12 V et un pour le 5 V. Le 3.3 V sera créé à partir du 5 V. La forme en créneau qui sort du secondaire est alors



redressée par des diodes, puis filtrée pour donner une tension continue la plus propre possible.

On règle la tension de sortie en fonction de la charge en modulant la largeur des impulsions créées par les transistors (ils restent passants plus ou moins longtemps). C'est un circuit intégré qui s'occupe de cet asservissement dont on détaillera les différents modes plus loin dans le dossier. Ce système fait varier la largeur des impulsions en agissant sur le temps de conduction des transistors (rapport cyclique), tout en gardant une fréquence de découpage constante : c'est de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Plus les transistors resteront passants longtemps, plus l'impulsion sera large, plus on enverra d'énergie dans le transformateur, et finalement plus la/les tension(s) en sortie augmentera (ont). Cette régulation est impérative car lors d'une demande de puissance sur une ligne, il se produit une chute de tension inévitable qu'il faut compenser sans cesse en relevant-abaisant le niveau de tension à la volée suivant la charge.

Les éléments fondamentaux utilisés dans une alimentation à découpage sont :

- ❖ Redresseur + Filtre directement connectés au réseau (secteur).
- ❖ Transformateur d'impulsion (isolation galvanique entre le réseau et l'utilisateur), piloté au primaire par un interrupteur commandable (transistor)  
Fonctionnant à une fréquence

$$f_d = \frac{1}{T_d} \geq 20kHz$$

- ❖ Redresseur + Filtre en sortie.

### II.4 Types des alimentations à découpage :

Comme vu précédemment, le principe des alimentations à découpage est ses interruptions et sa self. Pour réaliser cette fonction, différentes possibilités sont concevables.

#### II.4-1 Alimentation type "Buck" :

La structure est celle proposée figure II.6

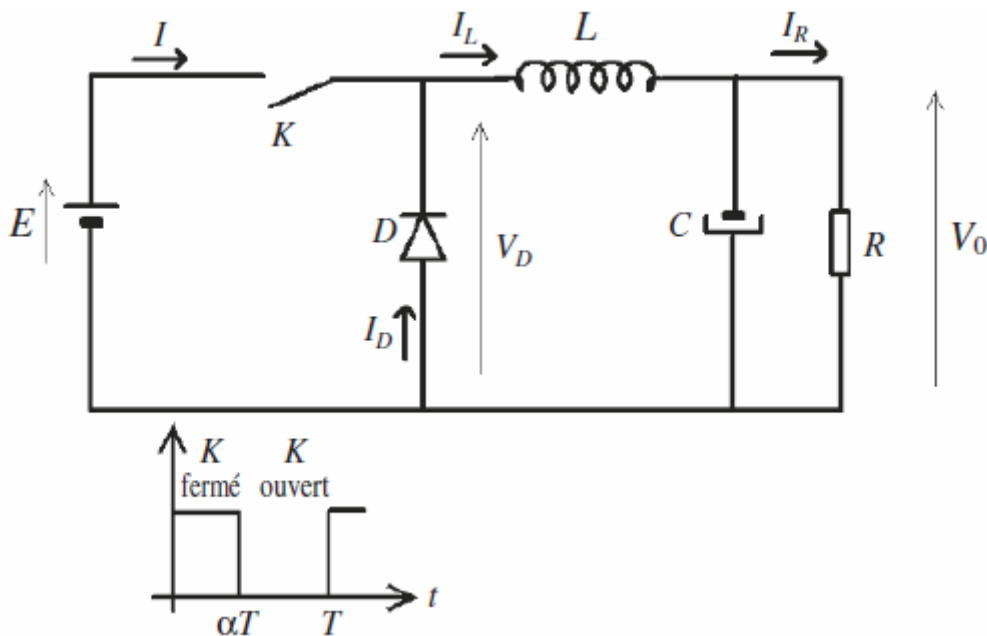


Figure II.6 schéma alimentation de type 'buck'

L'interrupteur  $K$  est la plupart du temps réalisé avec des transistors MOS de puissance de canal  $N$ . Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée  $\alpha T$ , la tension appliquée aux bornes de la diode est  $E$ . L'interrupteur est commandé à la fréquence de découpage  $f = \frac{1}{T}$ . La source  $E$  fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance. Pendant le temps  $t \in [\alpha T, T]$ , l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode de roue libre  $D$ . La tension à ses bornes est donc nulle.



Les chronogrammes (tracés dans le cas idéal) de la figure II.7 sont tracés dans le cas d'une conduction continue, c'est-à-dire que le courant ne repasse jamais par zéro. Pour calculer la relation entre la tension d'entrée et celle de sortie, on exprime que la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle :

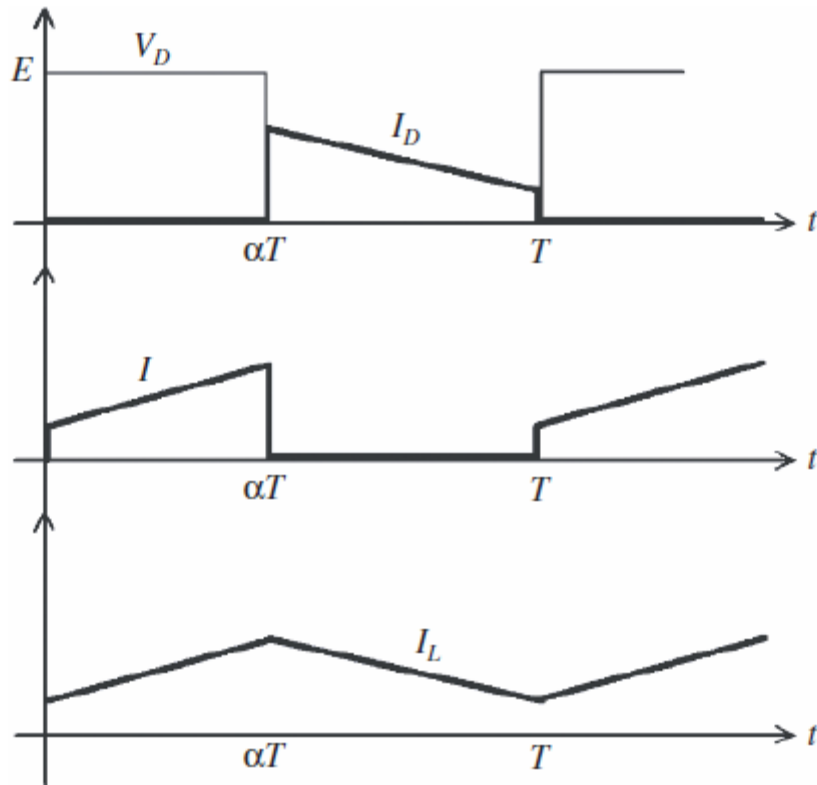


Figure II.7 chronogrammes d'alimentation de type BUCK

### II.4-2 Alimentation "Boost" :

Ce type de convertisseur donne la possibilité d'augmenter la tension délivrée par la source de tension car la tension aux bornes de l'inductance est ajoutée à celle délivrée par la source.

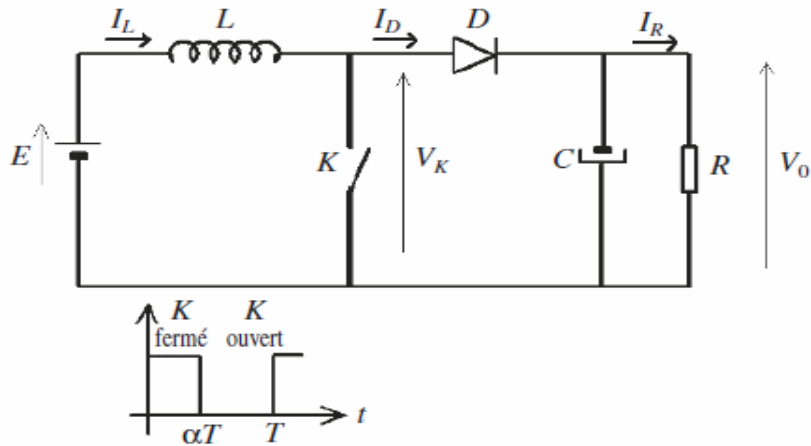


Figure II.8 schéma alimentation de type 'boost'

Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée  $\alpha T$ , le courant dans l'inductance croît linéairement. La tension aux bornes de  $K$  est nulle. Pendant le temps  $t \in [\alpha T, T]$ , l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode de roue libre  $D$ . On a alors  $V_K = V_0$ . En écrivant que la tension aux bornes de l'inductance est nulle, on arrive à :

$$V_0 = (1-\alpha)E \rightarrow \frac{V_0}{E} = \frac{1}{1-\alpha}$$

Le montage est élévateur de tension.

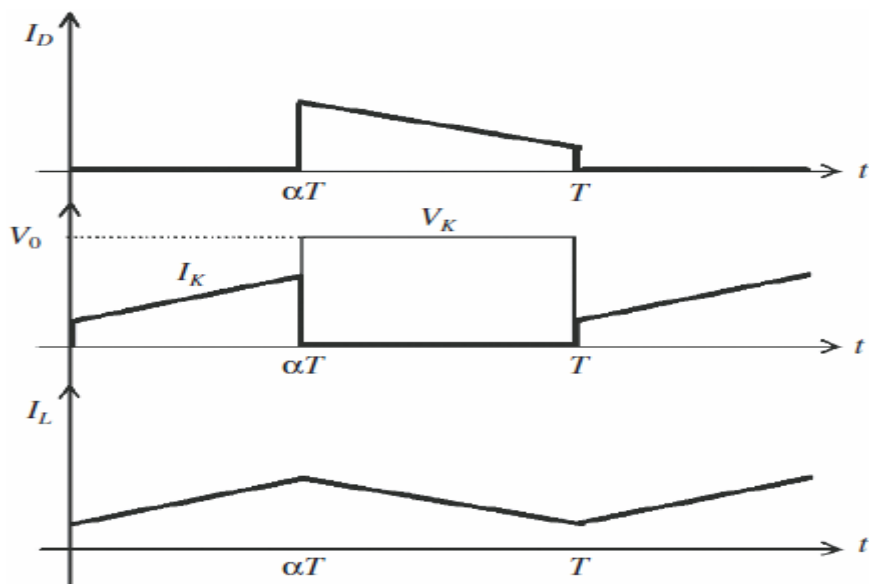


Figure II.9 chronogrammes d'alimentation de type BOOST

II.4-3 Alimentation type "flyback" :

Il ressemble comme deux gouttes d'eau à un montage Buck, à cette différence que la self y est substituée par un enroulement de transformateur et qu'intuitivement on imagine bien que le rapport de transformation ait une influence sur la tension de sortie. On retrouve ce type pour toutes les petites alimentations de la classe 100 VA. Cette alimentation souffre d'un défaut inhérent à sa conception qui fait que l'énergie n'est stockée que pendant le temps de conduction de l'interrupteur.

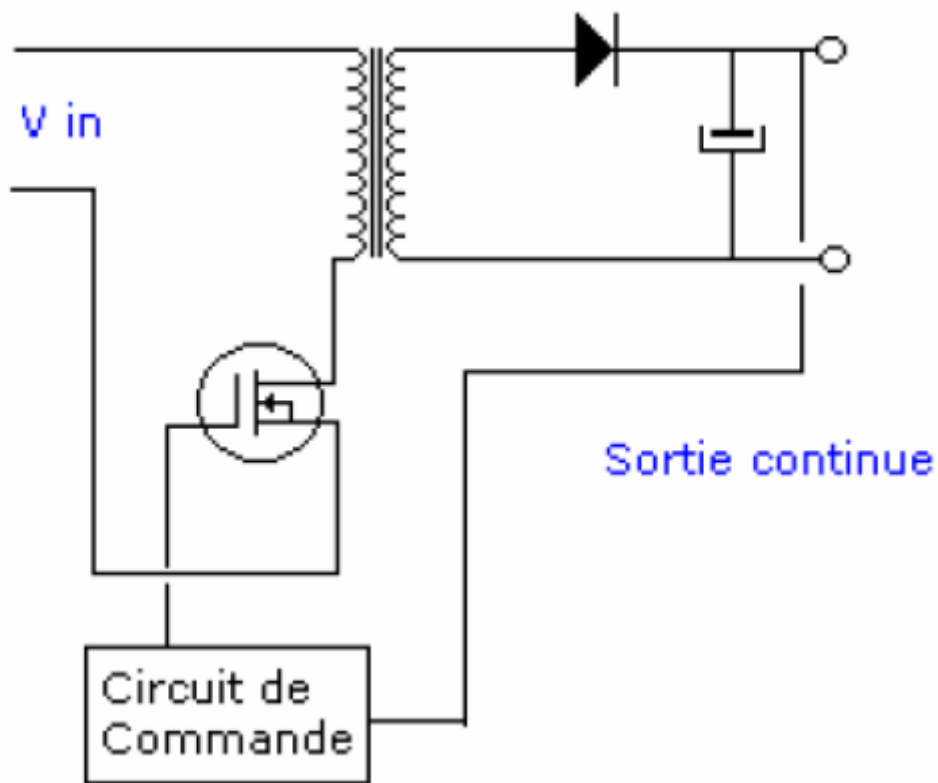


Figure II.10 Schéma d'alimentation de type FLYBACK

### II.4-4 Alimentation Push-Pull :

Ce type d'alimentation permet de transférer des puissances importantes avec un excellent rendement du fait de son cycle magnétique symétrique (l'induction  $B$  dans le  $CM$  est tantôt positive, tantôt négative).

La famille des alimentations Push-Pull est divisée en trois :

- Push-Pull à double primaire avec point milieu.
- Push-Pull à demi-pont (deux sources de tension continue nécessaires).
- Push-Pull à pont complet.

La figure II.11 décrit le principe de l'alimentation Push-Pull à demi-pont.

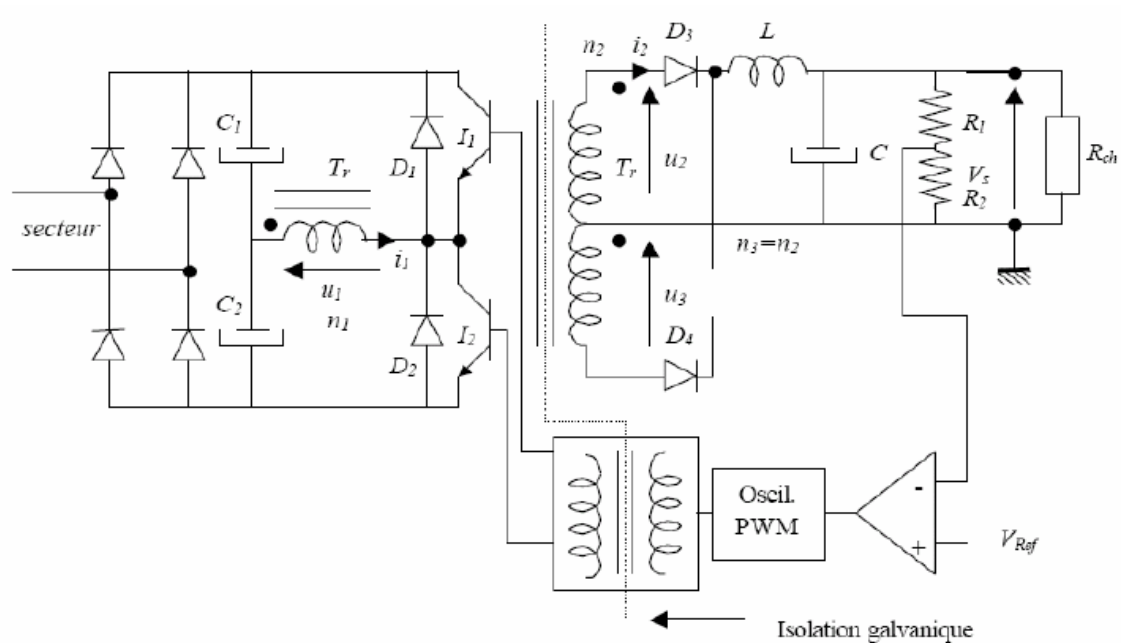


Figure II.11 schéma d'alimentation de type PUSH-PULL

### II.4-5 Autres types de montages :

Les différents montages vus font partie des principaux rencontrés. Il en existe bien sûr beaucoup d'autres. Le tableau suivant nous avons classer quelques montages selon leurs caractéristiques.

Topologie	Fonction	Gamme de puissance(W)	Tension d'entrée (V)	Isolation entrée-sortie	Rendement typique (%)
Buck	abaisseur	0-1000	5-1000	non	78
Boost	élevateur	0-150	3-600	non	80
Buck-boost	mixte	0-150	3-600	non	80
Sepic	mixte	0-150	3-600	non	80
Half forward		0-150	5-500	oui	78
Flyback		0-150	5-500	oui	80
Push pull		100-1000	50-1000	oui	75
Half bridge		100-500	50-1000	oui	75
Full bridge		400-2000 +	50-1000	oui	75

Tableau II.1 les différents type d'alimentation classer selon leurs gamme de puissance

### II.4-6 Choix du principe :

En pratique, le choix du principe sera fixé par la puissance de sortie de l'alimentation :

- Flyback :  $P_S < 100 W$
- Forward :  $100 W < P_S < qq 100 W$
- Push-Pull :  $P_S > 100 qq W$

**Remarque :** Du fait de la mise en œuvre difficile des interrupteurs dans les structures Push-Pull (commutation de deux ou quatre interrupteurs rapides de forte puissance), les alimentations de forte puissance ( $>100$  quelque  $W$ ) sont parfois réalisées avec des structures asymétriques (Forward ou Flyback) associées en parallèle.

## II.5 Points forts et points faibles des alimentations à découpage.

### II.5-1 Points forts :

- Le transformateur travaille à une fréquence  $f$  de 20 kHz très supérieure à celle du réseau 50Hz, il est donc de dimension réduite.
- Le transistor de puissance fonctionne en régime de commutation (VCE 0 et IC pour l'état *on* ;  
IC = 0 pour l'état *off* ; soit  $P = VCE IC \gg 0$  et présente des pertes réduites.

Donc :

Le dissipateur associé est de faibles dimensions, d'où un gain en volume et en masse.

Le rendement de l'alimentation est supérieur à 80 % (contre 60 % maximum pour les alimentations linéaires).

### II.5-2 Points faibles :

- Elles sont moins simples à mettre en œuvre que les alimentations linéaires.
- Une ondulation résiduelle due au découpage subsiste en sortie, la stabilité relative se situe entre  $10^{-2}$  et  $10^{-3}$ .
- Elles sont perturbatrices pour l'environnement électrique et électronique, les parasites rayonnés sont importants du fait du découpage.

### **II.6 Conclusion :**

Les alimentations à découpage sont légères et peu encombrantes. Elles ont un excellent rendement. Par contre leur stabilité est moyenne ou médiocre.

Elles sont donc très utilisées en électronique embarquée (légèreté, rendement) ou simplement pour leur excellent rendement lorsque la stabilité n'est pas une caractéristique essentielle.

# Chapitre II :

# Réalisation pratique



### III.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous parlerons de la réalisation expérimentale d'une alimentation à découpage pour récepteur satellite (démodulateur), pouvant fonctionner à haute fréquence, pour une charge variable. Nous portons notre intention sur la recherche d'un rendement élevé. La facilité de réaliser ce prototype viendra de l'utilisation des composants de nouvelle génération d'une part et d'autre part de la conception du montage du convertisseur sur un circuit imprimé afin de minimiser l'effet des éléments parasites dues au câblage.

La nouvelle modification que nous avons fait c'est de remplacer tous les éléments encadré par le rouge dans la figure qui suit, par un seul composant TOPswitch, afin de minimisé les composants de cette alimentation pour récepteur satellite.

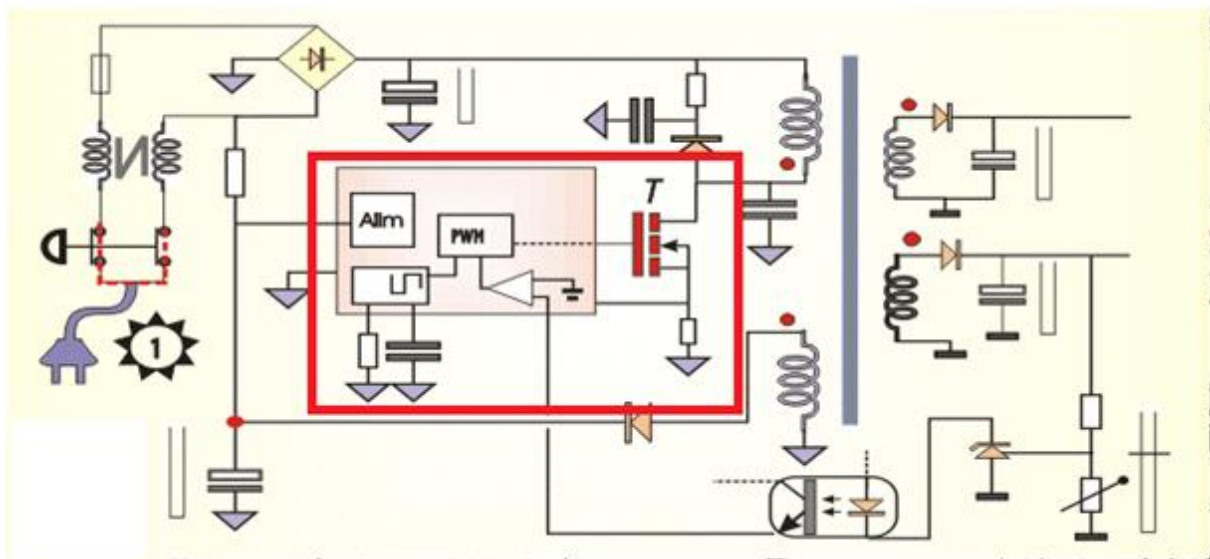


Figure III.1 montre les composant remplacer par le TOPswitch

### III.2 Description du circuit :

Le montage que nous allons étudier est une alimentation de type flyback que nous avons parlé au deuxième chapitre, Cette dernière présente la particularité d'utiliser un transformateur à plusieurs

enroulements pour réaliser l'isolation galvanique, le dernier enroulement étant utilisé pour la régulation. D'autre part, il faut noter que l'interrupteur utilisé par ce convertisseur n'est pas un interrupteur Mosfet classique, mais un interrupteur avec sa commande intégrée de type "TOPswitch". Cet interrupteur dit "intelligent" intègre le driver et toute une chaîne analogique de régulation. Ainsi, la patte CONTROL est une entrée analogique permettant directement l'asservissement de la tension de sortie, ce qui facilite la mise en œuvre des convertisseurs faible puissance.

L'unité au complet, que nous avons réalisé, est montrée dans la Figure.III.2 alimenté directement du réseau et dont la sortie est isolée. Dans ce schéma, nous identifions principalement cinq grands blocs.Les détails de chacune de ces parties paraissent aux sections suivantes.

Le schéma électrique du convertisseur est présenté sur la Figure III.2.Pour le design des éléments du circuit résonant, on suppose le cahier de charge suivant:

- Tension d'entrée :  $V_e = 220 \text{ V}$
- Tensions de sortie au secondaire :  $V_s = 33\text{V}.24\text{V}.12\text{V}.5\text{V}.3,3\text{V}.$



Il est important de noter que l'interrupteur TOPswitch® fixe la fréquence de découpage à 100kHz. Ce convertisseur est utilisé avec une tension d'entrée susceptible de fluctuer fortement, entre 200 et 600V.

Ce flyback fonctionne en mode de conduction discontinue. Pendant une phase de fonctionnement, les deux semi-conducteurs sont bloqués si bien que le fonctionnement de ce montage se décompose en trois phases (Tableau 1).

	Interrupteur	Diode (secondaire)
1 <sup>ère</sup> phase	ON	OFF
2 <sup>ième</sup> phase	OFF	ON
3 <sup>ième</sup> phase	OFF	OFF

**Tableau III.1 : Différentes configurations de conduction**

Ce mode de fonctionnement présente l'avantage de limiter le recouvrement de la diode secondaire ainsi que de permettre un meilleur dimensionnement du transformateur. Cependant, après le blocage de cette diode, les potentiels sont imposés uniquement par les éléments parasites du montage qui doivent nécessairement être pris en compte pour simuler correctement le convertisseur. La fin de cette phase de conduction discontinue fixe les conditions initiales pour l'amorçage de l'interrupteur.

**III.3 Analyse fonctionnelle et structurelle :**

Nous analysons principalement 5 grands blocs.

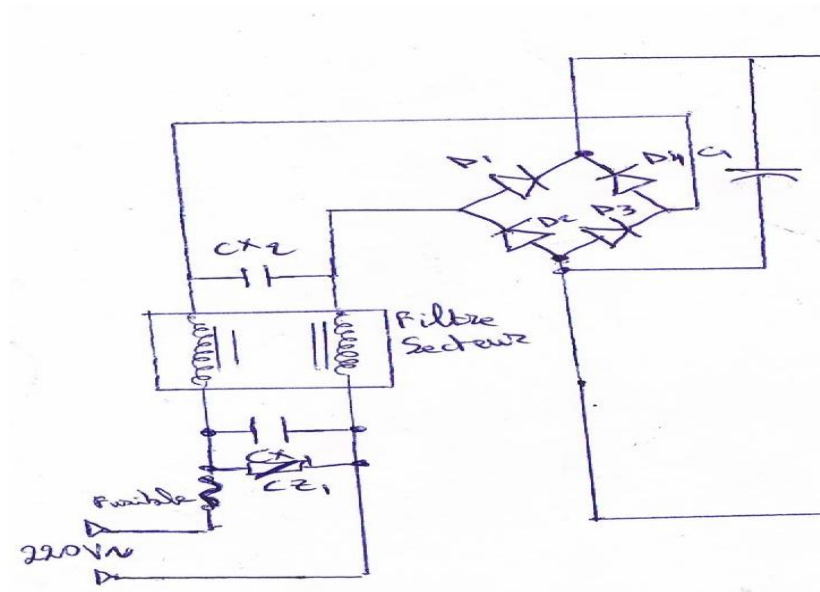
**III.3-1 Bloc redressement / filtrage réseau :**

Figure III.3 : schéma bloc redressement / filtrage réseau

GZI : écrêteur de puissance de type varistance à oxyde métallique (Métal Oxyde Varistor, MOV). Protège l'alimentation contre les surtensions supérieures à 275 V provenant de l'extérieur. Les perturbations émises ou reçues sont filtrées par les condensateurs CX1, CX2 et les inductances du filtre secteur (filtre secteur est un composant utilisé en télévision). Le condensateur C1 sert de réservoir d'énergie.

Les diodes D1.D2.D3.D4 forme le pont de diode pour faire le redressement de la tension d'entrée.

### III.3-2 Transfert d'énergie :

*“Le circuit RCD aux bornes de l'enroulement primaire protège le transistor en limitant l'excursion en tension due à la self de fuite du transformateur lorsque le transistor se bloque.”*

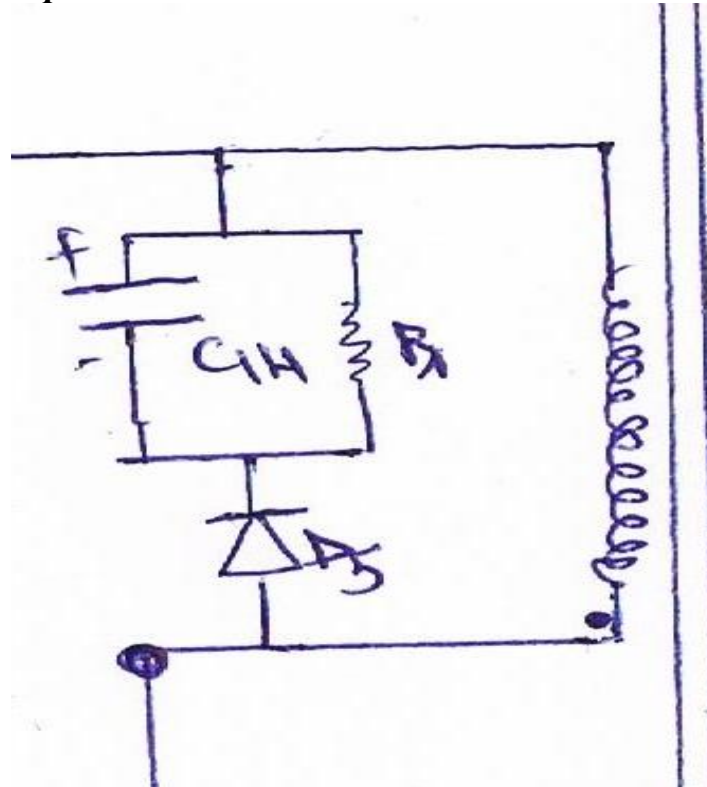


Figure III.4 : schéma bloqué de Transfer d'énergie

En effet, le couplage entre les deux enroulements de l'inductance n'étant pas parfait, il existe une petite inductance de fuite primaire représentative du flux vu par l'enroulement primaire qui n'est pas vu par l'enroulement secondaire. La part de courant magnétisant correspondant à ce flux ne peut donc être transférée à l'enroulement secondaire lors du blocage du transistor. Il apparaît alors aux bornes de cette inductance de fuite une surtension



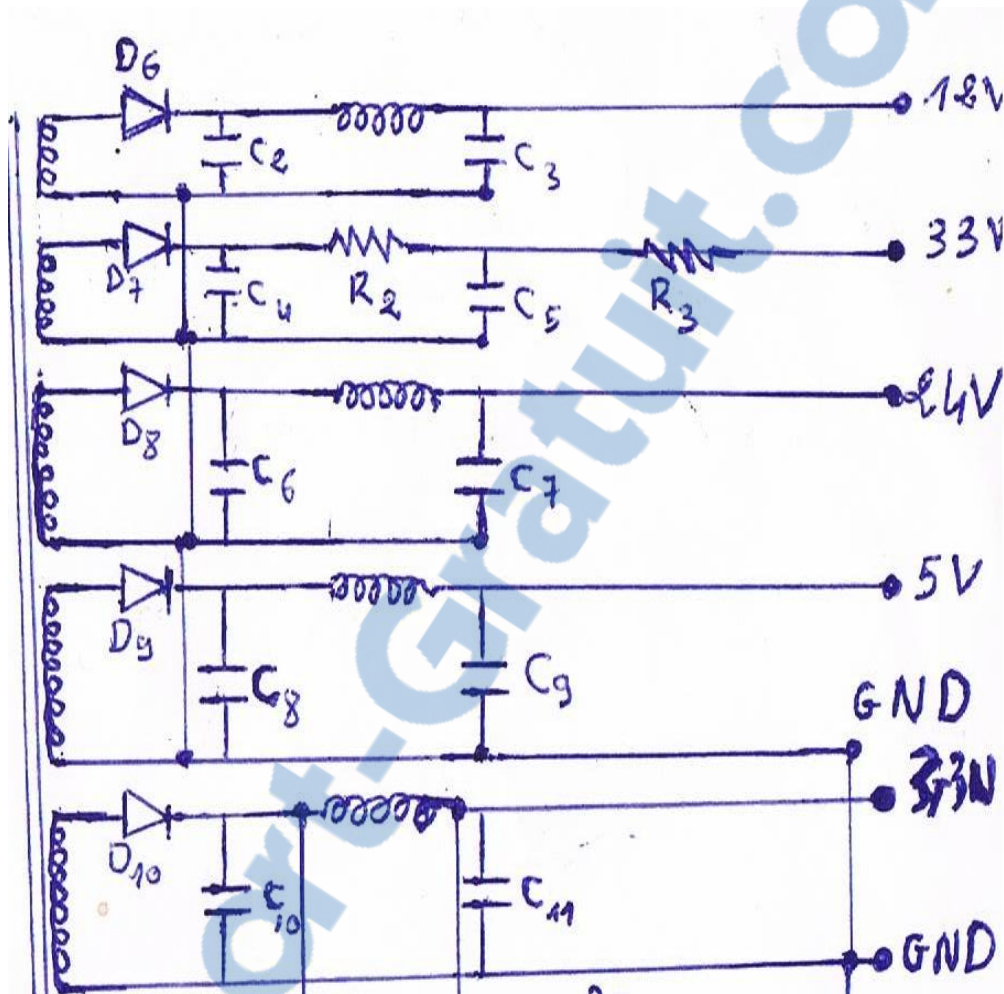
III.3-3 Bloc redressement / filtrage secondaire :

Figure III.5 schéma bloc de redressement / filtrage secondaire

Les diodes D6, D7, D8, D9 et D10 assurent le redressement de secondaire.

L1, L2, L3 et L4 sont des selfs de lissage des pointes de courant.

La résistance R4 est calculée de telle sorte que l'alimentation consomme un courant minimal de 50 mA, afin de maintenir le découpage en permanence.

La sortie est filtrée en hautes fréquences par C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10 et C11.

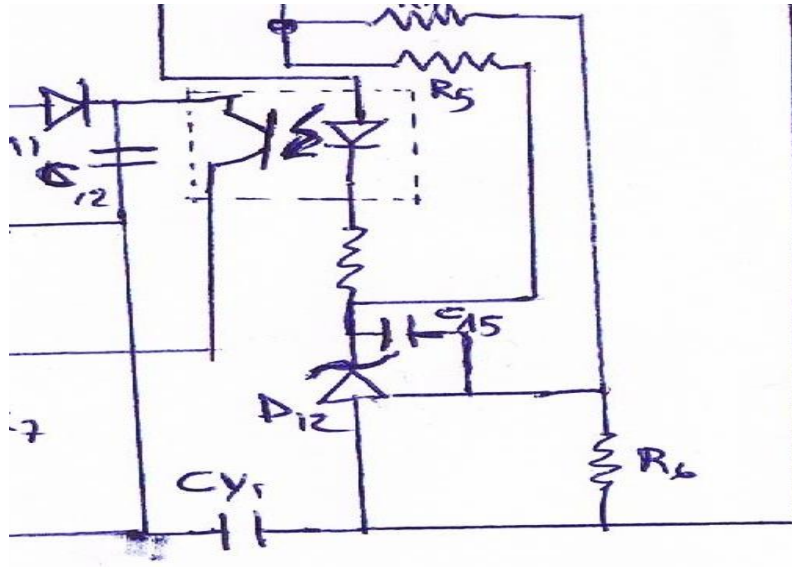
III.3-4 Bloc mesure tension avec isolation galvanique

Figure III.6 schéma Bloc mesure tension avec isolation galvanique

Le retour d'information s'effectue par l'intermédiaire d'un optocoupleur NAI de type CNY17 III qui assure l'isolation entre primaire et secondaire. Ce circuit fonctionne en mode linéaire. La broche 2 de ce circuit est mise à un potentiel de référence par l'utilisation de la diode D12 zener programmable.

Dans l'exemple, une tension proportionnelle à  $V_{S2}$  de 3.3v est récupérée afin de constituer une grandeur de mesure qui est ensuite ramenée et comparée à une référence de tension (Ref) de façon à réaliser une commande de régulation. Cette commande de régulation est ensuite appliquée à la fonction PWM de façon à ajuster les paquets d'énergie transmis.



### III.3-5 Bloc découpage de la tension continue

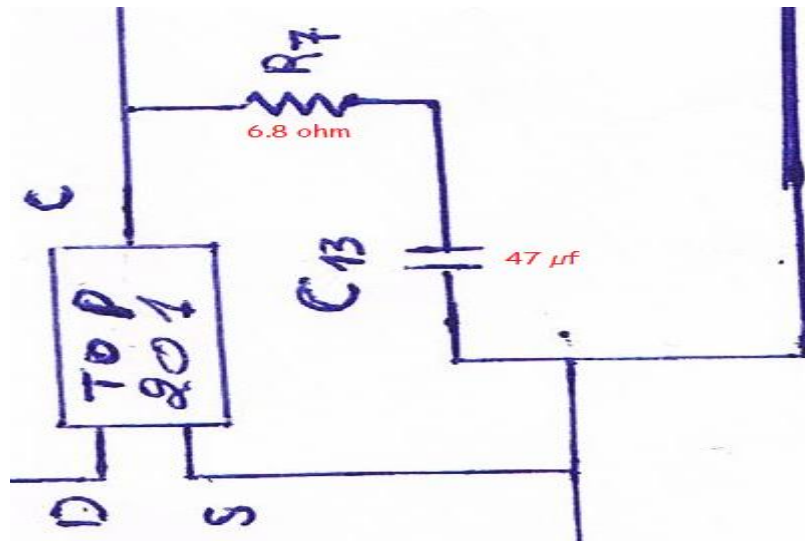


Figure III.7 bloc découpage de la tension continue

Le découpage de la tension continue est assuré par le top switch (top 201) Ce composant intégré facilite la mise en œuvre du convertisseur mais présente quelques inconvénients pour la modélisation. Comme pour tous les composants intégrés, il est impossible de connaître tous les paramètres du composant ainsi que ses performances en commutation. En utilisant la documentation du constructeur et quelques mesures externes, nous avons retenu le modèle présenté sur la Figure III.8

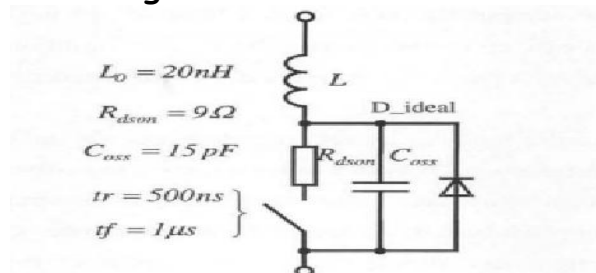


Figure III.8 Circuit équivalent du modèle simplifié

L'interrupteur idéal utilisé permet de régler les fronts de tension. Ces valeurs ont été mesurées sur le convertisseur en fonctionnement pour être reproduites en simulation. Comme nous l'avons mentionné, cette modélisation est quelque peu simpliste, mais assure une bonne reproductibilité des simulations, afin d'étudier l'influence d'autres modèles.

### III.4 Processus de calcul de l'alimentation et de choix des composants

#### III.4-1 Mode discontinu

a) Chercher dans les "datasheet" la tension de claquage  $V(BR)_{DSS}$  du transistor MOS (ou  $V_{CEO}$  pour un bipolaire) à utiliser. Choisir la fréquence de découpage.

b) Prendre  $V_{dsmax} = 2/3.V(BR)_{DSS}$  (marge de sécurité : prise en compte les pics de tension résiduels)

c) Connaissant  $E$  et  $V_s$  voulue, déduire le rapport  $k$  de l'équation

$$V_{ds} = V_e + V_s/k$$

d) Calculer le temps de conduction  $t_1$  à partir de  $t_2.V_s/k = V_e.t_1$  et

$$t_1+t_2 < 0,8.T$$

e) Connaissant  $P_s$  (cahier des charges), calculer  $L_1$  à partir de

$$L_1 = \frac{V_e^2 . t_1^2}{2 . P_s . T}$$

f) Calculer  $IL_{1max}$  à partir de (1) puis  $IL_1$  et  $IL_2$  efficace à partir de

$$I_{Deff} = \frac{IL_{1max}}{k . \sqrt{3}} \sqrt{t_2} \quad \text{et} \quad t_1+t_2 < 0,8.T$$

g) Déduire la section des conducteurs primaire et secondaire. (Un fil de cuivre supporte environ  $5A/mm^2$  ; tenir compte de l'effet de peau éventuellement)

h) Vérifier que le transistor choisi supporte bien le courant  $IL_{1max}$

i) Choisir une diode à faible seuil (minimisation des pertes en conduction), supportant  $IL_2$  efficace et  $IL_{2max}$  , ainsi qu'une tension inverse supérieure à :  $V_s+k.E$

j) Dimensionner le transformateur

- choisir le matériau magnétique et une géométrie
- calculer l'énergie maximale  $W$  (en J) emmagasinée à  $t_1$  (à partir de  $W_e = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{L1max}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_{L2max}^2$  avec  $n_2 \cdot I_{L2max} = n_1 \cdot I_{L1max}$ )
- déterminer avec les abaques la dimension du noyau et l'entrefer
- déduire le  $Al$  du noyau avec entrefer expérimentalement (impédancemètre)
- déduire le nombre de spires au primaire et au secondaire
- vérifier l'encombrement du bobinage et l'espace réellement disponible
- itération éventuelle sur la taille du noyau.

k) Calculer la valeur condensateur de sortie à partir de  $I_{sm} = \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot \frac{P_s}{V_s}$

### III.4-2 Mode continu

a) Chercher dans les "data sheet" la tension de claquage  $V(BR)_{DSS}$  du transistor MOS (ou  $V_{CEO}$  pour un bipolaire) à utiliser. Choisir la fréquence de découpage.

b) Prendre  $V_{dsmax} = 2/3 \cdot V(BR)_{DSS}$  (prise en compte les pics de tension résiduels)

c) Connaissant  $E$ , déduire le rapport  $k$  de l'équation  $V_{ds} = V_e + V_s/k$ .

d) Connaissant  $V_s$ , déduire  $a$  à partir de  $V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot k \cdot V_e$

e) Connaissant  $P_s$  (cahier des charges), calculer  $I_{sm}$  et  $I_{pm}$  de

$$I_{sm} = \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot \frac{P_s}{V_s} \text{ et } I_{pm} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{P_s}{V_e}$$

f) Calculer  $L_1$  à partir de  $L_1 = \frac{V_e^2 \cdot \alpha^2 \cdot T}{2 \cdot P_s}$

g) Vérifier que le transistor choisi supporte bien le courant  $I_{pm}$  et  $I_{L1max}=2 I_{pm}$  (cas le plus défavorable)

h) Choisir une diode supportant  $I_{sm}$  et  $I_{L2max}$ , ainsi qu'une tension inverse supérieure à :  $V_s+k.E$

i) Dimensionner le transformateur

j) Calculer la valeur condensateur de sortie à partir de  $I_{sm} = \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot \frac{P_s}{V_s}$  avec  $t_m=0$

#### IV.6) Circuit d'asservissement de tension

### III.5 Circuit imprimé de notre application :

Voici notre schéma de circuit imprimé obtenu par ARES.

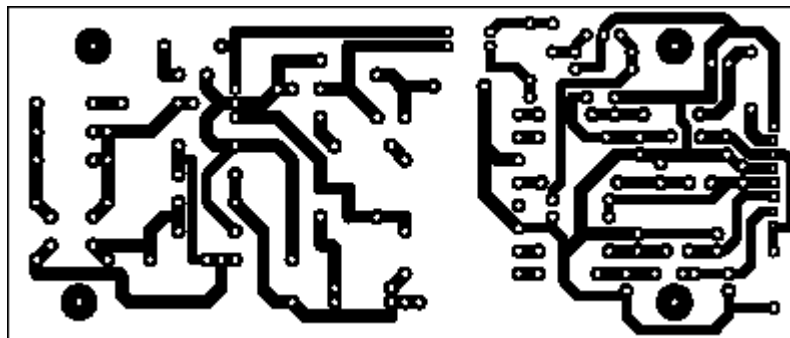


Figure III.9 Le circuit imprimé

### **III.6 Conclusion :**

Ce chapitre a été consacré à la réalisation pratique de l'alimentation. nous avons présenté le schéma du circuit avec l'unité de puissance et de commande. Nous avons fait la description détaillée de tous les éléments qui composent chaque unité. nous avons présenté aussi, un dimensionnement rigoureux de toutes les composantes magnétiques dont le choix et la fabrication ont été essentiels dans la réalisation afin d'obtenir un rendement élevé.

Conclusion

Générale

Ce projet de recherche nous a permis d'étudier et de concevoir une alimentation à découpage utilisant le convertisseur à résonance parallèle. Le principe de la résonance est utilisé pour maximiser le rendement, diminuer le poids et le coût.

Que dire si ce n'est que développer une alimentation puissante et efficace est une tâche compliquée. Beaucoup de facteurs interviennent pour que le produit soit adapté aux besoins des machines actuelles. Même si les fabricants améliorent un peu les alimentations au fil du temps, on est encore loin de l'alimentation parfaite. De plus, ils ne semblent pas très pressés de les améliorer radicalement en adoptant des topologies modernes (celles employées Actuellement ont près de 40 ans). Elles sont plus efficaces, mais aussi beaucoup plus complexes à mettre en œuvre et à calculer. Elles demandent plus de compétences et de nouvelles études au lieu de se référer aux 40 années d'expérimentation et de documentations en tout genre qui existent déjà.

Il y a une foule de choses à améliorer sur une alimentation. A l'avenir, elles seront encore plus compactes, plus stables, plus réactives, avec une durée de vie améliorée, avec une gestion numérique au lieu d'analogique, dotées d'un rendement encore plus élevé (85-92 %), plus intelligentes quand on est à faible charge pour limiter les pertes, etc. Les topologies résonantes seront sûrement employées plus largement pour réduire les pertes de commutation. Les éléments magnétiques évolueront dans leur design pour induire moins de pertes et l'intégration sera encore plus poussée grâce à de meilleurs semi-conducteurs. Au final, on se retrouvera avec d'excellentes alimentations silencieuses car la ventilation ne sera plus vraiment nécessaire.

Le choix d'une alimentation peut se révéler un peu compliqué vu la diversité des modèles. Que choisir parmi le prix, le silence, la puissance disponible, la stabilité, la régulation, le rendement, les petits plus (modularité...), etc. ?

La facilité de réaliser un tel prototype, en utilisant la méthode d'étude proposée dans ce mémoire, se résume dans le résultat expérimental obtenu.

L'avantage de cette alimentation, c'est qu'on peut l'adapter pour n'importe quel récepteur satellite. On peut aussi modifier uniquement le TOPswitch à la place du PWM et un certain nombre de composants autour.

L'alimentation que nous avons mise au point sert d'un point de départ pour développer un prototype à l'échelle industrielle et qui sera facilement commercialisable.



# Bibliographie

Jean-Yves LE CHENADEC, ALIMENTATION A DECOUPAGE, Lycée Louis ARMAND ,173 Bd de Strasbourg , 94736 NOGENT sur Marne

Driss, A. (1996), MÉMOIRE DE MAÎTRISE : ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE, L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES, P(109).

J.P. Ferrieux, F. Forest. Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance. Edition Masson, 1987, Collections Technologies, seconde édition

[NF4055] High Speed Power Amplifier, Bipolar power Supply. NF electronic instrument 4055

Schellmanns. Conception d'une alimentation à découpage haut fréquence. D.E.A. Génie Electrique, septembre 1996, INPG, LEG, Grenoble.

J. Schutz ,A Schellmanns, J. Roudet. Design of resonant Flyback converter under EMC constraint. EPE' 97, September 1997, Trondheim, Norway, Proceedings, pp 834-839

Schellmanns, A (1992) DOCTEUR DE L'INPG : Génie Electrique, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, P(226).

Philippe Dondon, Alimentation a decoupage flyback , 2000 ,  
<http://dondon.vvv.enseirb-matmeca.fr/puissance/flyback/Flyback.html>

<http://www.astuces-pratiques.fr/electronique/alimentation-a-decoupage-principe>

WIKIPEDIA

# Annexe

## TOP200-4/14 TOPSwitch<sup>®</sup> Family Three-terminal Off-line PWM Switch



### Product Highlights

#### Low Cost Replacement for Discrete Switchers

- 20 to 50 fewer components - cuts cost, increases reliability
- Source-connected tab and Controlled MOSFET turn-on reduce EMI and EMI filter costs
- Allows for a 50% smaller and lighter solution
- Cost competitive with linears above 5 W

#### Up to 90% Efficiency in Flyback Topology

- Built-in start-up and current limit reduce DC losses
- Low capacitance 700 V MOSFET cuts AC losses
- CMOS controller/gate driver consumes only 6 mW
- 70% maximum duty cycle minimizes conduction losses

#### Simplifies Design - Reduces Time to Market

- Supported by many reference design boards
- Integrated PWM Controller and 700 V MOSFET in a industry standard three pin TO-220 package
- Only one external capacitor needed for compensation, bypass and start-up/auto-restart functions

#### System Level Fault Protection Features

- Auto-restart and cycle by cycle current limiting functions handle both primary and secondary faults
- On-chip latching thermal shutdown protects the entire system against overload

#### Highly Versatile

- Implements Buck, Boost, Flyback or Forward topology
- Easily interfaces with both opto and primary feedback
- Supports continuous or discontinuous mode of operation

### Description

The TOPSwitch family implements, with only three pins, all functions necessary for an off-line switched mode control system: high voltage N-channel power MOSFET with controlled turn-on gate driver, voltage mode PWM controller with integrated 100 kHz oscillator, high voltage start-up bias circuit, bandgap derived reference, bias shunt regulator/error amplifier for loop compensation and fault protection circuitry. Compared to discrete MOSFET and controller or self oscillating (RCC) switching converter solutions, a TOPSwitch integrated circuit can reduce total cost, component count, size, weight and at the same time increase efficiency and system reliability. These

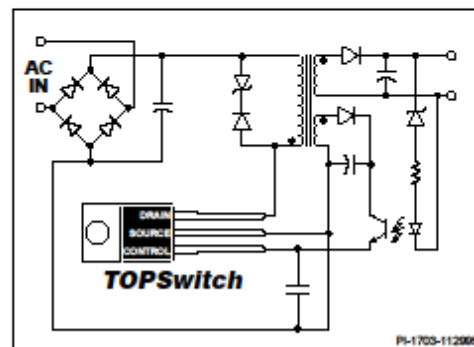


Figure 1. Typical Application.

### TOPSwitch SELECTION GUIDE

ORDER PART NUMBER	OUTPUT POWER RANGE		
	FLYBACK		PFC/ BOOST 230/277 VAC
	230 VAC or 110 VAC w/Doubler	85-265 VAC	
TOP200YAI*	0-25 W	0-12 W	0-25 W
TOP201YAI*	20-45 W	10-22 W	20-50 W
TOP202YAI*	30-60 W	15-30 W	30-75 W
TOP203YAI*	40-70 W	20-35 W	50-100 W
TOP214YAI*	50-85 W	25-42 W	60-125 W
TOP204YAI*	60-100 W	30-50 W	75-150 W

\* Package Outline: Y03A

devices are intended for 100/110/230 VAC off-line Power Supply applications in the 0 to 100 W (0 to 50 W universal) range and 230/277 VAC off-line power factor correction (PFC) applications in the 0 to 150 W range.

## Résumé

L'objectif de ce mémoire est la conception, l'étude et la réalisation d'un prototype d'une alimentation à découpage, développant une puissance, dont l'application envisagée est l'alimentation d'un récepteur satellite (démodulateur).

La recherche d'un tel prototype nous amène à présenter tout d'abord quelques généralités des principaux d'une alimentation linéaire, la protection pour l'alimentation ainsi plus des critères de choix des types d'interrupteurs.

Le principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage été abordé. Ensuite, on a développé ces différents types. De cette étude on a déduit que l'alimentation à découpage a un excellent rendement lorsque la stabilité n'est pas une caractéristique essentielle. Elle a donc très utilisées en électronique embarquée

La réalisation expérimentale du prototype a été faite avec succès.

### **Mots clefs :**

Alimentation à découpage, Push-Pull, Forward, Fly back, Top switch

Alimentation linéaire, Transistor en commutation.

## Abstract

The objective of this thesis is the design, study and implementation of a prototype of a switch mode power supplies, developing a power whose intended application is the supply of a satellite receiver (demodulator).

The search for such a prototype brings us to first present some generalities of the leading linear power supply, protection for food and most of the criteria for selection of types of switches.

The operating principle of a switch mode power supplies discussed. Was then developed these different types. In this study it was deduced that the switch mode power supplies has excellent performance when stability is not an essential feature. It therefore widely used in embedded electronics

The experimental realization of the prototype was made successfully.

### **Key-words:**

Switch mode power supplies, Push-Pull Forward, Fly back, top switch linear power supply, switching transistor.