

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche
Scientifique

Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou

Faculté de Génie Electrique et informatique

Département d'Electronique

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue d'obtention du diplôme Universitaire en Master Professionnel

Option : Électronique industriel

Thème

*ETUDE DES ALIMENTATIONS ELECTRONIQUES,
CAS D'UNE ALIMENTATION Á DECOUPAGE*

Encadré et proposé par :

M. Y. ATTAF

Etudié par :

Sid Mohand Farida

Belharet Rahim

Promotion 2017-2018

SOMMAIRE

CHAPITRE I : Les alimentations en électronique

I-1-1 Définition	(3)
I-1-2 Fonction	(3)
I-1-3 Signaux.....	(4)
I-1-4 Le transformateur.....	(4)
a) Transformateur élévateur.....	(5)
b) Transformateur abaisseur	(6)
c) Transformateur point milieu	(7)
I-1-5 Rôles et contraintes générales	(9)
I-1-6 Les alimentations simples alternance	(9)
I-1-7 Les alimentations doubles alternance	(11)
2 Fonction Filtrage	(13)
I-2-1 Généralités	(13)
I-2-2 Le condensateur (C)	(14)
I-2-3 Rôle	(14)
I-2-4 Redressement simple alternance sur charge capacitive	(15)
I-2-5 Effet d'un filtre capacitif	(16)
I-2-6 Allure des signaux en supposant la diode idéale	(17)
I-2-7 Filtre avec inductance	(19)
I-2-8 Avec redressement à double alternance.....	(20)

CHAPITRE II : Etude théorique des alimentations à découpage

II-1 Définition	(23)
II-2 Le but de découpage	(23)
II-3 Les différents types d'alimentations a découpage	(24)
II-3-1 Les non isolées galvaniquement	(24)

Introduction

Dès le moment où on se lance dans le secteur de l'électronique, en pensant à tout ce que l'on peut accomplir aux solutions et aux différents moyens d'améliorer la vie quotidienne, Tout autour de nous y'a des capteurs, des écrans, des moteurs et des lumières. L'alimentation est la composante la plus importante dans un appareil électronique.

En 1980, le développement des alimentations à découpage a vu le jour afin de pallier les inconvénients des alimentations linéaire (poids élevé et faible rendement). Elles sont utilisées désormais dans tous les appareils électroniques « grand public ».

Une alimentation à découpage est une alimentation électrique dont la régulation est assurée par des composants électroniques de puissance utilisés en commutation . Une alimentation à découpage de type forward est une alimentation qui transmet instantanément la puissance, alors que celle de type flyback stocke cette énergie sous forme d'énergie magnétique dans une inductance (bobine) et libère ensuite cette énergie dans un circuit dit secondaire.

avant de détailler sur les alimentations à découpage , il est nécessaire de toucher au volet linéaire de cette étude (Alimentation linéaire) pour comprendre la transition du linéaire au découpage

Autrement dit , les alimentations linéaires sont des dispositifs à base d'électronique de puissance qui fournissent à un dispositif électrotechnique une ou plusieurs tensions continues parfaitement stabilisées et maintenues constantes malgré les fluctuations de la source (le réseau) et de la charge. L'alimentation peut être conçue pour délivrer de quelques watts à plusieurs centaines de watts.

Notre travail se divise en trois chapitres. Dans le premier chapitre intitulé (les alimentations en électronique), nous avons défini globalement les différents types des alimentations simple et double alternance et étudié le principe du transformateur : élévateur, abaisseur et point milieu.

Le deuxième chapitre fait l'objet de l'étude théorique des différents types d'alimentations à découpage et leurs principes de fonctionnement.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des différents blocs de notre projet qui est une alimentation a découpage de type Fly back.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale, et une bibliographie.

LES ALIMENTATIONS EN ELECTRONIQUE

Dès que nous entendons parler d'appareils ou de circuits électroniques, nous sommes sûrs de rencontrer une partie alimentation à l'intérieur. En fait, nous pouvons même inverser le raisonnement. Dès qu'une alimentation est nécessaire, nous avons à faire à un appareil ou circuit électronique.

I-1-1 Définition :

En général le terme d'alimentation électrique désigne un ensemble de systèmes capables de fournir de l'électricité aux industries, appareils électriques fonctionnant avec cette énergie. Plus spécifiquement, l'alimentation électrique est l'ensemble des équipements électriques qui assure le transfert du courant électrique d'un réseau électrique pour le fournir, sous les paramètres appropriés (puissance, tension) de façon stable et constante à un ou plusieurs consommateurs et ce dans des conditions de sécurité généralement réglementées.

I-1-2 Fonction :

Deux fonctions principales sont toujours demandées à un circuit d'alimentation :

- Délivrer une ou plusieurs tensions (ou courants) bien précises et souvent stables.
- Fournir une énergie électrique avec un minimum de pertes.

Il peut être demandé en plus des fonctions de régulation ou de protection par exemple.

De plus en plus les circuits électroniques demandent une séparation ohmique (séparation galvanique) avec le réseau de distribution ce qui implique la présence d'un transformateur.

I-1-3 Signaux :

Le bloc d'alimentation convertissant le courant alternatif en courant continu est, sans contredit, le plus utilisé. La plupart des circuits électroniques, exigent du courant continu. Ce type de bloc d'alimentation permet l'utilisation de la ligne standard à 60 Hz pour fournir la puissance requise aux circuits électroniques. La plupart des blocs d'alimentation alternatif-continu se composent d'un système semblable à celui-ci :

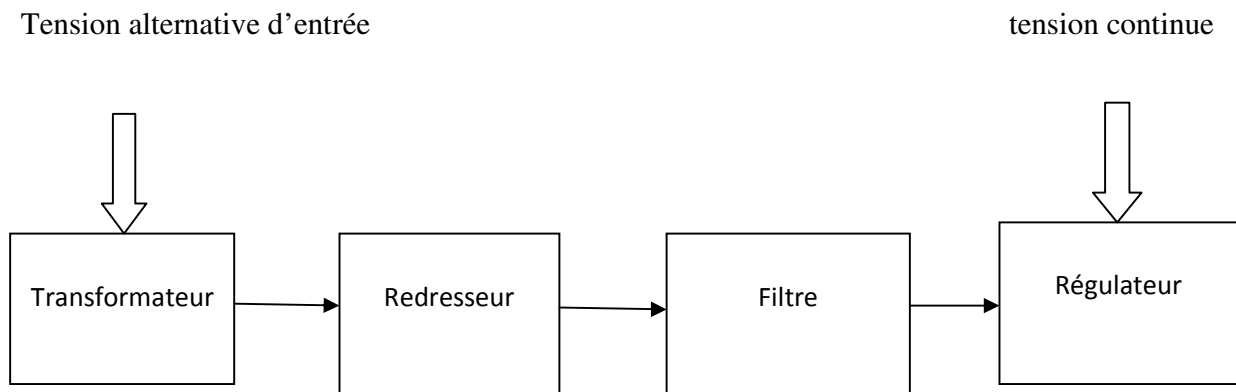


Figure I-1 : schéma synoptique d'une alimentation électronique

I-1-4- Le transformateur :

Le transformateur permet de transférer de l'énergie (sous forme alternative) d'une source à une charge, tout en modifiant la valeur de la tension. La tension peut être soit augmentée ou abaissée selon l'utilisation voulue. Le changement d'un niveau de tension à un autre se fait par l'effet d'un champ magnétique.

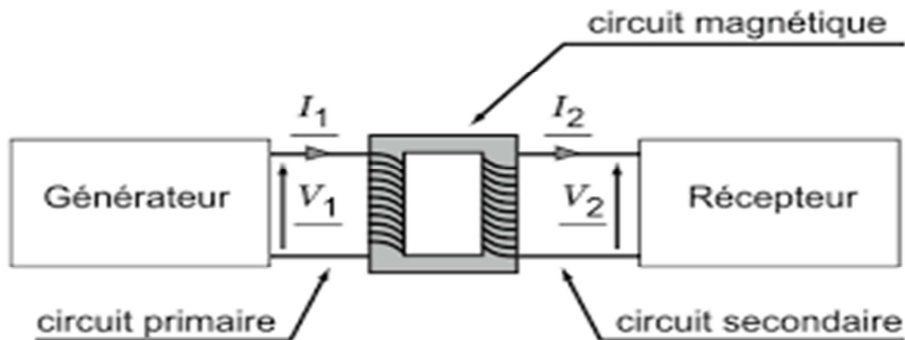


Figure I-2 : Schéma d'un transformateur

Il remplit deux fonctions :

- . Isolement entre l'équipement et le secteur ;
- Transformation d'une tension alternative en une tension plus faible ou plus élevée selon le cas.

a) Transformateur élévateur :

La tension obtenue par le secondaire étant supérieure à celle qui a été appliquée au primaire, le transformateur est appelé élévateur de tension.

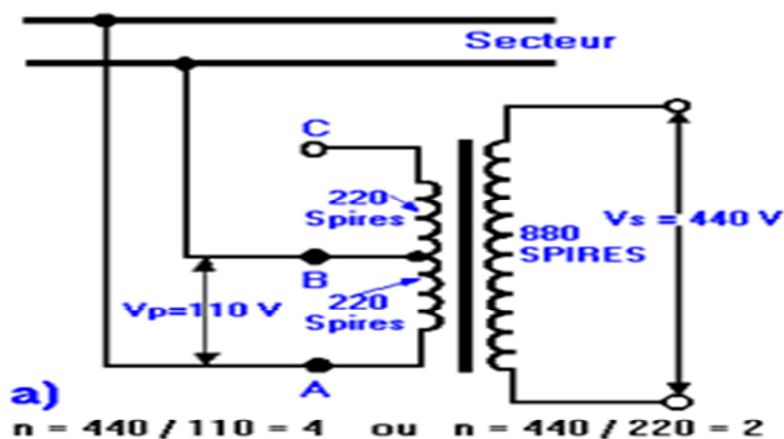


Figure I-3 : Transformateur élévateur

b) Transformateur abaisseur :

Supposons au contraire qu'un transformateur ait toujours un primaire de 440 spires mais un secondaire de 88 spires seulement ; en supposant, là encore, que la f.e.m. induite dans chaque spire ait une valeur de 0,5 V, il s'induit encore dans le primaire une f.e.m. de $440 \times 0,5 = 220$ V, tandis que la f.e.m V_s induite dans le secondaire est maintenant de $88 \times 0,5 = 44$ V.

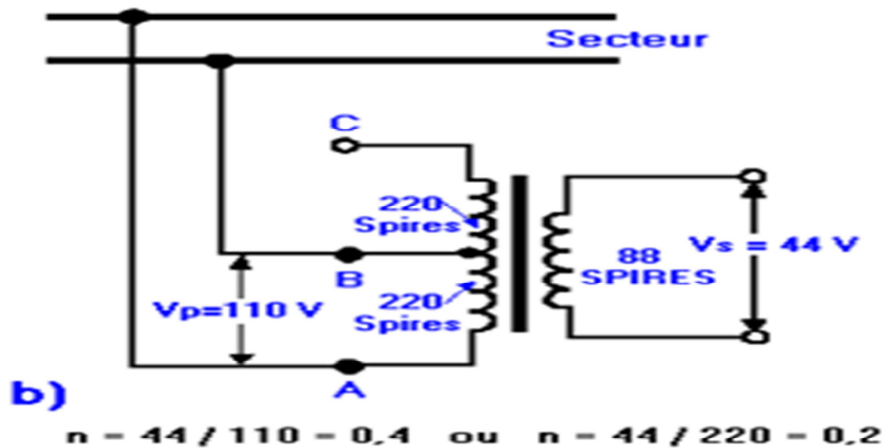


Figure I-4 : Transformateur abaisseur

Donc la tension obtenue par le secondaire est inférieure à celle qui a été appliquée au primaire. Le transformateur est appelé abaisseur de tension.

En divisant la tension secondaire V_s d'un transformateur par sa tension primaire V_p , on obtient le rapport de transformation du transformateur, que l'on indique par la lettre «n». $n = V_s / V_p$

Le transformateur de la figure (1-a) a donc un rapport de transformation donné par $440 / 220 = 2$, c'est-à-dire **supérieur à 1**, parce qu'il s'agit d'un transformateur **élevateur de tension**, la tension primaire étant égale à la moitié de la tension secondaire. Le rapport de transformation du deuxième transformateur est donc $n = 0,2$ c'est-à-dire **inférieur à 1**, car il s'agit d'un transformateur **abaisseur de tension**, la tension primaire étant cinq fois plus grande que la tension secondaire.

Notons maintenant que, si nous divisons le nombre de spires du secondaire N_s par le nombre de spires du primaire N_p , nous obtenons le nombre qui indique le rapport de transformation. En effet, en faisant cette division pour le transformateur de la figure 1-a, qui a 440 spires primaires et 880 spires secondaires, on obtient $880 / 440 = 2$, nombre égal au rapport de transformation du transformateur ; d'une façon analogue, pour le transformateur de la figure 1-b, on obtient $88 / 440 = 0,2$.

Nous pouvons donc dire que le rapport de transformation d'un transformateur est égal au nombre obtenu en divisant le nombre de spires du secondaire par le nombre de spires du primaire.

$$n = N_s / N_p$$

c) Transformateur point milieu :

À partir d'un transformateur d'alimentation avec un point milieu, deux diodes travaillent en alternance pour créer, à la charge, un signal redressé double alternance (pleine-onde) possédant la même polarité pour chacun des demi-cycles du signal d'entrée.

La figure suivante montre que dans un transformateur à point milieu, la tension maximale se forme dans chaque moitié du transformateur en se servant du point milieu comme point neutre.

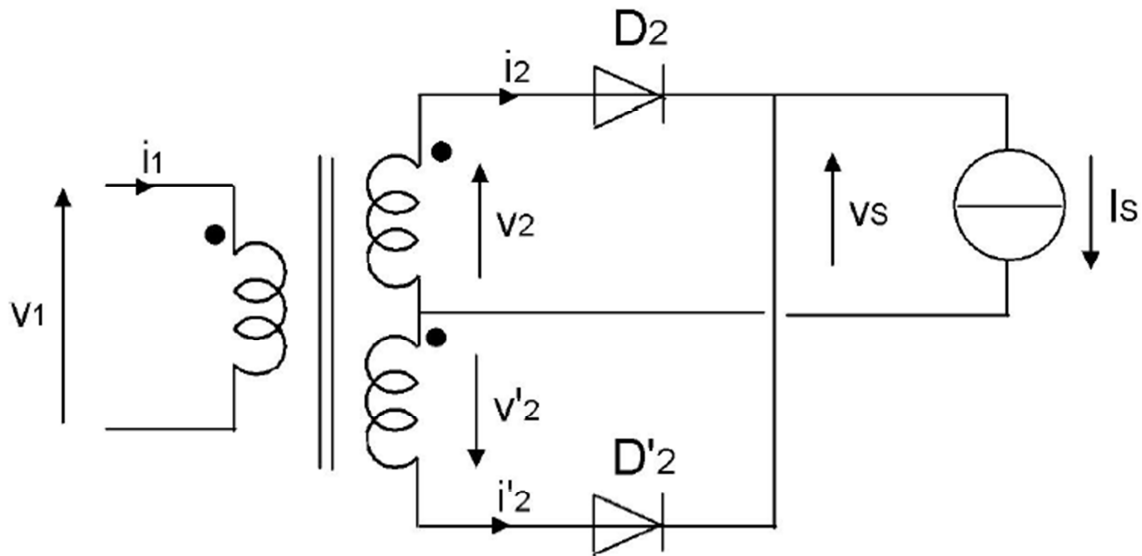


Figure I-5 : Transformateur point milieu

- Le redresseur : il convertit la tension alternative du secondaire du transformateur en impulsions unidirectionnelles positives ou négatives selon le cas.
- À la suite du redresseur se trouve le filtre qui sert à lisser le courant redressé brut fourni par le redresseur sous forme d'impulsions. Ce circuit comporte en général un condensateur mais il est conçu avec bobine lorsque des débits importants sont prévus (grands courants).
- Le dernier bloc est le régulateur dont le but est de maintenir la tension de sortie stable quel que soit le débit de l'alimentation et quelle que soit la tension d'entrée secteur.

Tous les régulateurs linéaires comprennent les éléments suivants :

- . Circuit de régulation
- . Élément de référence (diode Zener en général)
- . Circuit d'erreur rebouclé sur la régulation

I-1-5 Rôles et contraintes générales :

Tout équipement électronique a besoin d'une source d'alimentation en courant continu qui peut être une pile ou une batterie, mais qui généralement est constituée d'un circuit transformant le courant alternatif du secteur en courant continu.

Le rôle d'une alimentation continue est de fournir les tensions et courants nécessaires au fonctionnement de l'équipement électronique avec le minimum d'ondulations résiduelles et la meilleure régulation possible. La tension fournie doit rester stable quelles que soient les conditions de charge de l'alimentation dans ses limites nominales et les irrégularités du secteur.

I-1-6 Les alimentations simples alternance :

Ce type de redresseur est réalisé en mettant simplement une diode en série avec la charge comme le montre le schéma suivant :

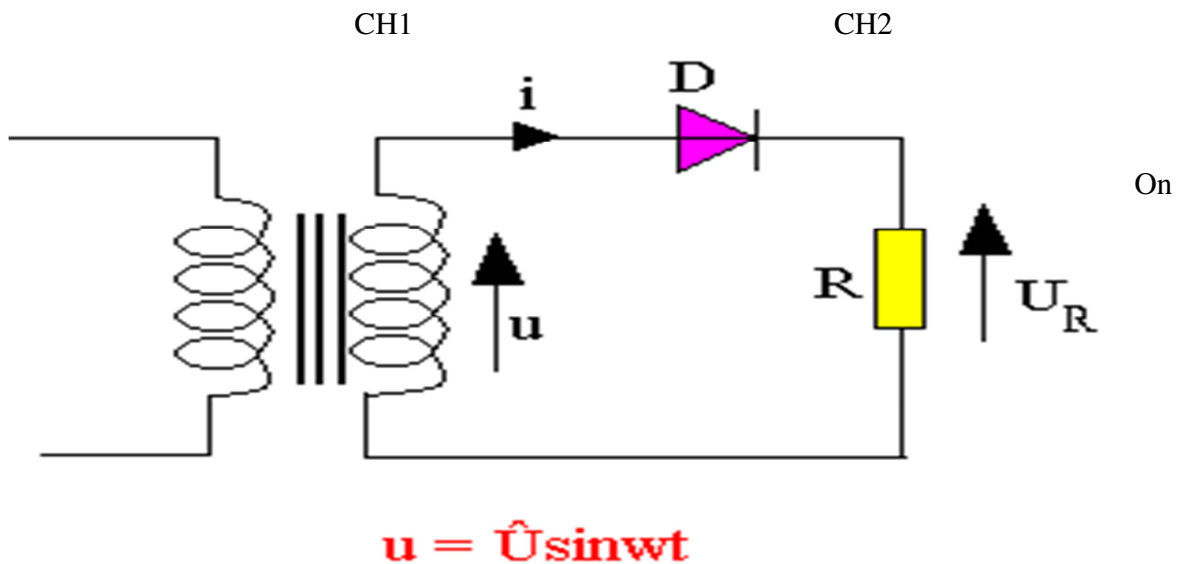


Figure I-6 : Circuit d'alimentations simples alternance

On remplace le moteur à courant continu par une résistance $R = 1 \text{ k}\Omega$.

Le canal 1 (CH1) de l'oscilloscope visualise U , la tension aux bornes du générateur, alternative sinusoïdale.

Le canal 2 (CH2) de l'oscilloscope visualise U_R , la tension aux bornes de la résistance. Comme $U_R = Ri$

(U_R est proportionnel à I), on dit que U_R est l'image du courant i qui traverse la résistance.

→ Si $U_R = 0$, alors $i = 0$;

→ Si $U_R > 0$, $i > 0$, le courant va dans le sens de la flèche de i donc dans le sens des aiguilles d'une montre ;

→ Si $U_R < 0$, alors le courant va dans le sens contraire de la flèche de i , donc en sens inverse des aiguilles d'une montre.

Alternance positive de U : $U > 0$

– $U_R \approx U$

– $U_R = Ri$ donc $i > 0$ → le courant circule dans le sens de la flèche de i donc dans le **sens des aiguilles d'une montre**

– d'après la loi des mailles, on a $U = U_R + U_D$, et comme $U_R \approx U$, on a $U_D \approx 0$, la diode se comporte comme un filou un interrupteur fermé

Alternance négative de U : $U < 0$

– $U_R = 0$

– $U_R = I_R = 0$ donc $I = 0$ → le courant ne circule pas

– le courant s'annule car il ne peut pas circuler dans le sens inverse de la flèche du symbole de la diode. On dit que la diode est bloquée

– d'après la loi des mailles, on a $U = U_R + U_D$, et comme $U_R = 0$, on a $U_D = U$, la diode se comporte comme un interrupteur ouvert

- On parle de redressement simple alternance, car la diode ne se bloque que pendant l'alternance négative de la tension du générateur. Autrement dit, le courant ne peut passer qu'une alternance sur deux. Le courant ne peut circuler que pendant l'alternance positive de U .
- Le courant reste en permanence positif ou nul $I > 0$. Cela signifie qu'il ne peut plus être négatif, donc qu'il ne peut circuler que dans un seul sens (le sens de la flèche du symbole de la diode).

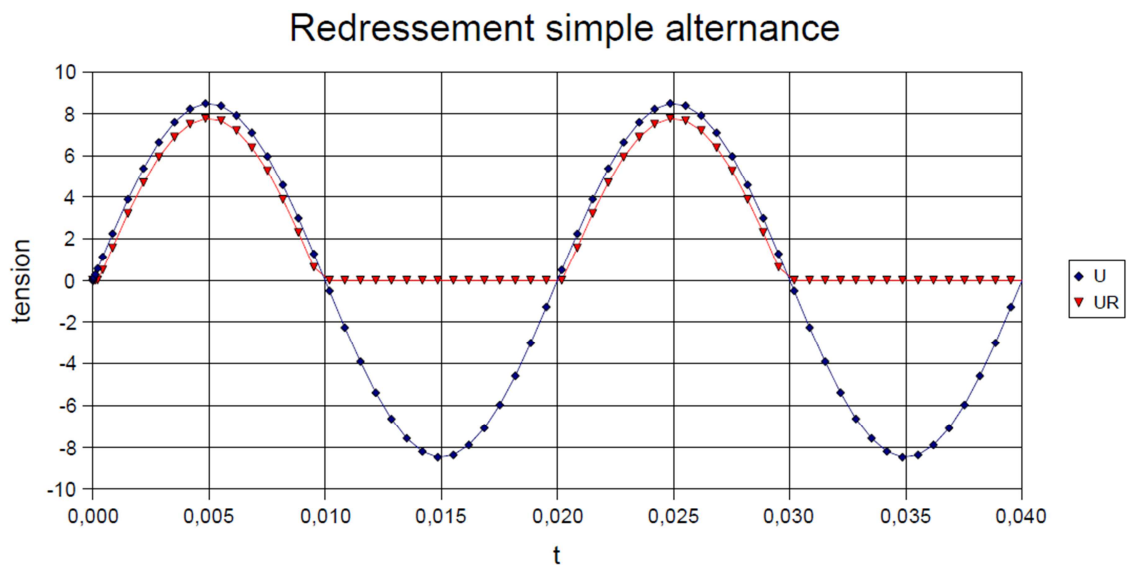


Figure I-7 : Schéma Redressement simple alternance

I-1-7 Les alimentations doubles alternance :

Il existe deux catégories de redresseurs à doubles alternance

Le montage à deux diodes utilisant la prise médiane du transformateur

Le montage en pont de quatre diodes appelé aussi pont de Graetz. En toute rigueur ces montages doivent être considérés comme des redresseurs de courant : si les diodes sont idéales, le courant en sortie correspond à la valeur absolue du courant d'entrée.

Ce type de redresseur est réalisé le montage comme le montre le schéma suivant :

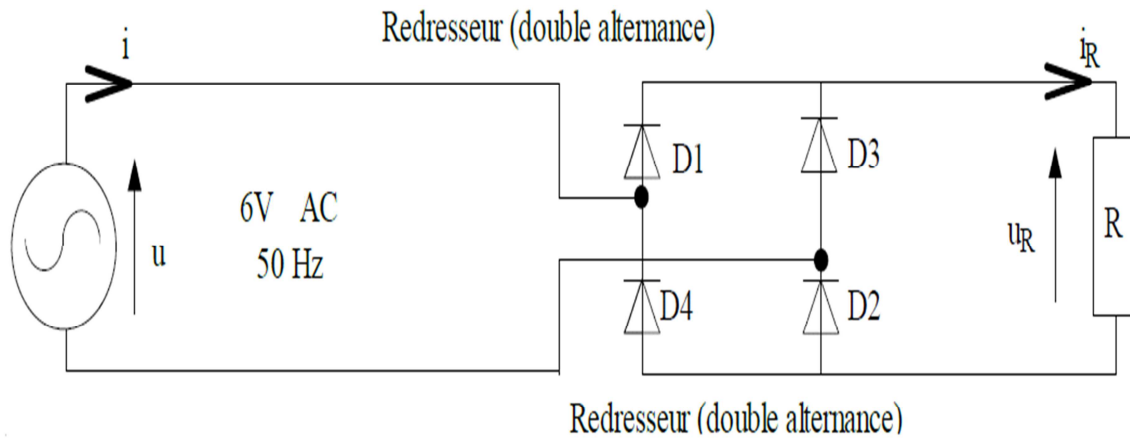


Figure I-8 : Circuit d'une alimentation double alternance

Alternance positive de U : $U > 0$

– $U_R \approx U$

– $U_R = RI$ $R > 0$ donc $I_R > 0$ → le courant circule dans le sens de la flèche de I_R c'est-à-dire du haut vers le bas dans la résistance R .

– comme $U > 0$, $I > 0$ et $I_R = I$

Alternance négative de U : $U < 0$

– $U_R \approx -U$

– $U_R = RI$ $R > 0$ donc $I_R > 0$ → le courant circule encore dans le sens de la flèche de I_R , c'est à dire du haut vers le bas dans la résistance R .

– comme $U < 0$, et $I_R = -I$

– On parle de redressement double alternance, le courant traverse la résistance toujours dans le même sens pendant les deux alternances positive et négative de la tension du générateur U et c'est deux fois mieux

– Le courant reste en permanence positif ou nul $I \geq 0$. Cela signifie qu'il ne peut plus être négatif, donc qu'il ne peut circuler que dans un seul sens (il est redressé)

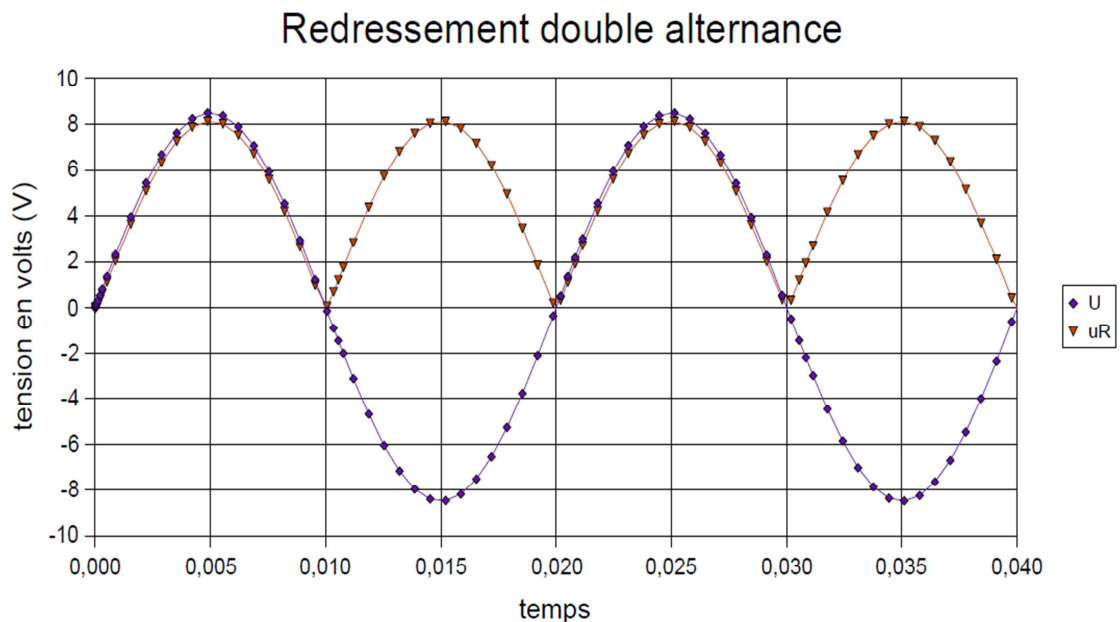


Figure I-9 : Schéma de redressement double alternance

2 Fonction Filtrage :

I-2-1 Généralités :

Afin de stabiliser la tension de sortie d'une alimentation, on doit mettre en place un dispositif de filtrage qui nous permet de rendre l'allure de la tension mono ou double alternance issue du redressement (Transformateur), en une tension continue. Ceci dit, pour réussir ce filtrage, on aura

besoin d'un condensateur qui est souvent de valeur élevée (Plusieurs μF). Par la suite, pour améliorer la qualité du filtrage d'une alimentation on doit mettre en place un régulateur de tension appelé, « Diode Zener » qui nous donnera l'allure continue de la tension de sortie du condensateur.

I-2-2 Le condensateur (C) :

Appareil constitué de deux surfaces conductrices (armatures) séparées par un isolant (diélectrique) de faible épaisseur. Il est caractérisé par sa capacité électrique en farads (F). La capacité est d'autant plus grande que la surface des armatures est plus grande, que l'épaisseur du diélectrique est plus faible et que la permittivité du diélectrique est plus élevée.

La relation caractéristique d'un condensateur idéal est :

$$I = C \cdot du/dt$$

I est l'intensité du courant qui passe par le composant, exprimée en ampères (symbole : A) ;

U est la tension aux bornes du composant, exprimée en volts (symbole : V) ;

C est la capacité électrique du condensateur, exprimée en farads (symbole : F) ;

du/dt est la dérivée de la tension par rapport au temps.

I-2-3 Rôle :

Le condensateur transforme une tension redressée en une tension aussi constante que possible

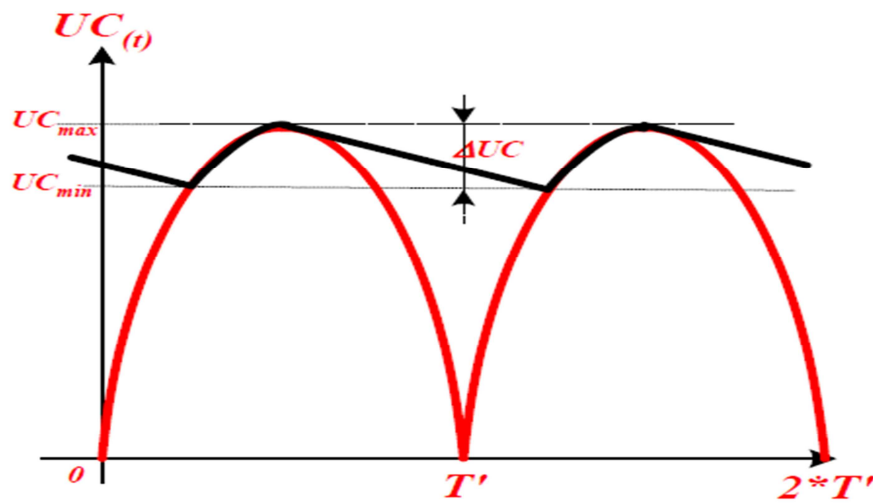


Figure I-10 : Allure d'une Tension Filtrée

Pour avoir l'allure de la « Figure 10 » on doit mettre en œuvre un composant technique qui est le condensateur, branché aux bornes de la charge (Parallèle au redresseur)

Après filtrage, la tension aux bornes du condensateur varie entre une valeur maximale Max et une valeur minimale $U_{C\text{ Min}}$.

$U_{C\text{ Max}}$ = Tension max de sortie du redresseur.

$U_{\text{ Min}}$ = Tension minimum nécessaire au fonctionnement (Stabilisation ou régulation).

I-2-4 Redressement simple alternance sur charge capacitive :

On entend par un redressement simple alternance sur charge capacitive, celui dont Le filtre capacitif consiste en un condensateur C placé en parallèle avec la résistance de charge et une seule diode en série. « Figure 11 »

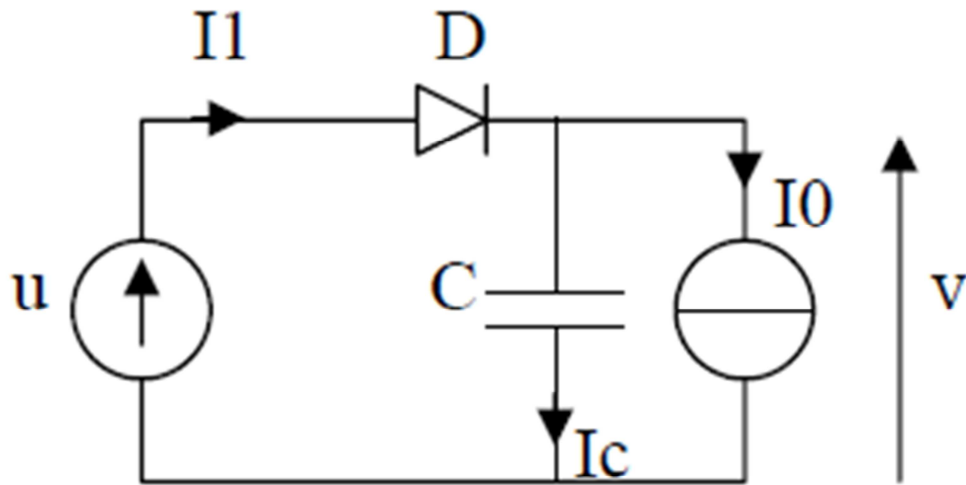


Figure I-11 : Redressement simple alternance sur charge capacitive

La charge du condensateur maintient plutôt cette tension minimale tout près de la valeur V_{\max} .

La figure suivante présente les courbes de tension de sortie du redresseur simple alternance sous l'effet d'un filtre capacitif

I-2-5 Effet d'un filtre capacitif :

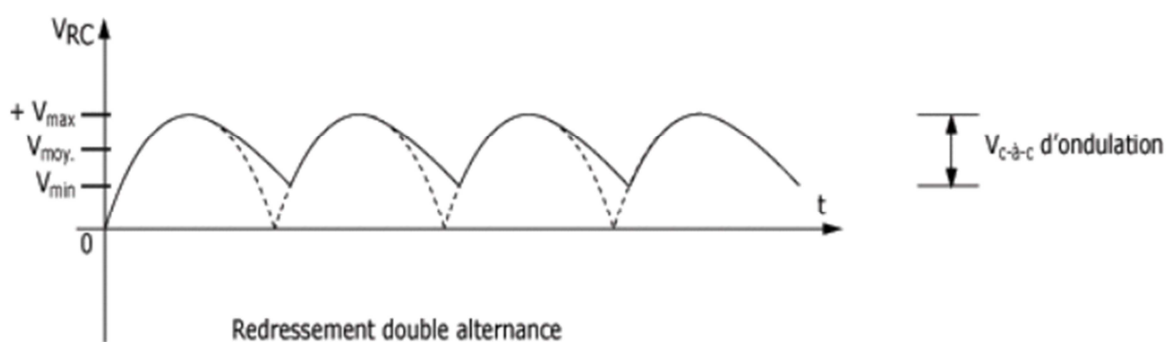


Figure I-12 : Allure d'un filtre capacitif d'un redressement double alternance

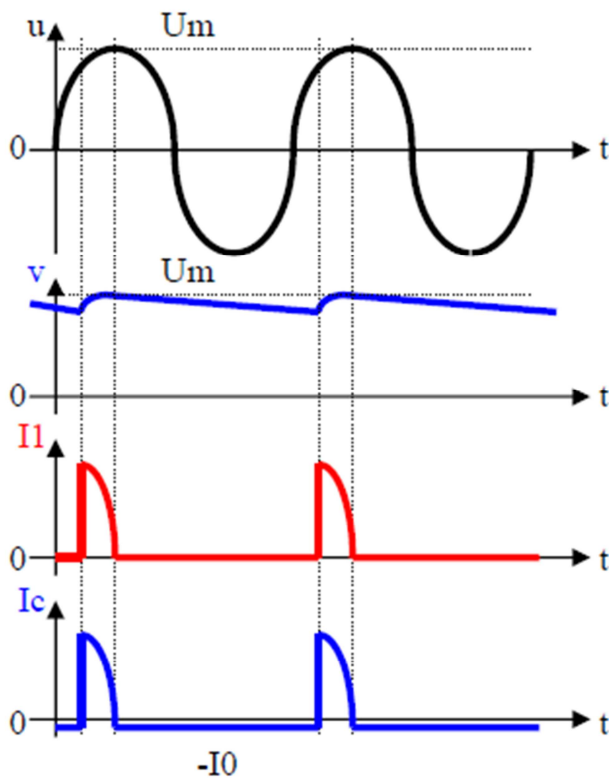
Les traits pointillés sont associés à la tension de sortie des redresseurs sans filtre (tension pulsée) ;

Les traits pleins représentent la tension de sortie sous l'influence d'un condensateur de filtrage.

On remarque l'augmentation évidente de la tension minimale de sortie (V_{\min}) provoquée par le condensateur.

Ceci a pour effet de rapprocher la valeur de la composante continue (V_{moy}) à une valeur plus près de V_{max} .

I-2-6 Allure des signaux en supposant la diode idéale



Observations

:

- Valeur moyenne de v , $U_m < v < U_m/\pi$.
- Le courant dans la source sinusoïdale I_1 comporte des impulsions de fortes amplitudes. Cette structure est donc inexploitable aux puissances élevées.
- La consommation d'énergie sur la source u se fait seulement au sommet des alternances. Les chutes de tension engendrées sur le réseau produisent donc une distorsion si les puissances mise en jeu sont fortes. Les normes européennes limitent l'utilisation de cette structure à 50Watts au maximum par appareil.
- La valeur moyenne du courant $I_1 = I_0$.
- Ordre de grandeur de l'ondulation $\Delta v \approx (I_0 \cdot 2 \cdot \pi) / (\omega \cdot C)$.
- Courant i_1 dans la phase de conduction : $i_1 = I_0 + (C \cdot \omega \cdot U_m) \cdot \cos \omega t$.

On entend par un redressement double alternance sur charge capacitive, celui dont Le filtre capacitif consiste en un condensateur C placé en parallèle avec la résistance de charge et redresseur appelé Pont de Graetz. « Figure I-13 »

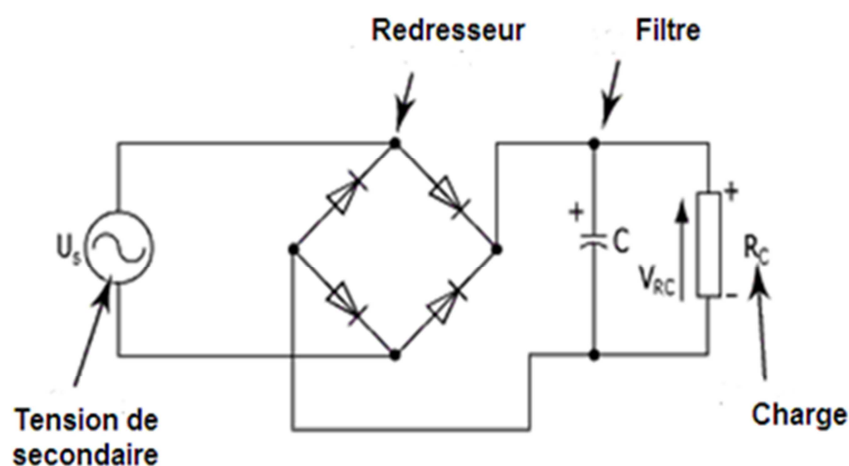


Figure I-13 : Pont de Graetz

La charge du condensateur maintient plutôt cette tension minimale tout près de la valeur V_{\max} .

La figure suivante présente les courbes de tension de sortie du c redresseur double alternance sous l'effet d'un filtre capacitif

I-2-7 Filtre avec inductance :

Avec redressement monophasé simple (demi-onde) Le filtre inductif le plus simple consiste en une inductance (ou bobine de lissage) placée en série avec la charge

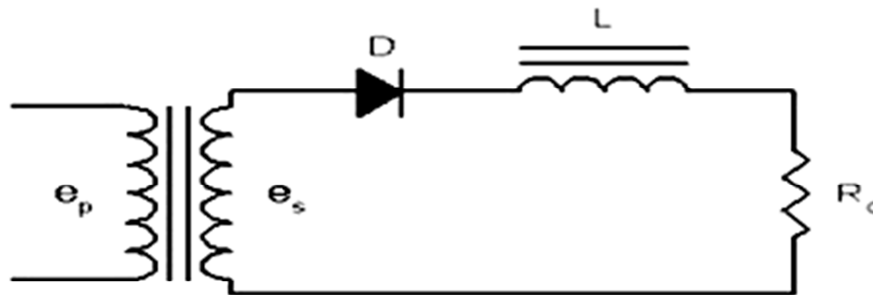


Figure I-14 : Circuit d'un filtrage inductif

Il utilise la propriété des inductances de s'opposer à toute variation du courant qui les traverse. Placée en série, l'inductance oppose donc une forte résistance au passage du composant alternatif. Ceci contribue à diminuer la tension d'ondulation. La forme d'onde aux bornes de la charge est illustrée à la «Figure I-15».

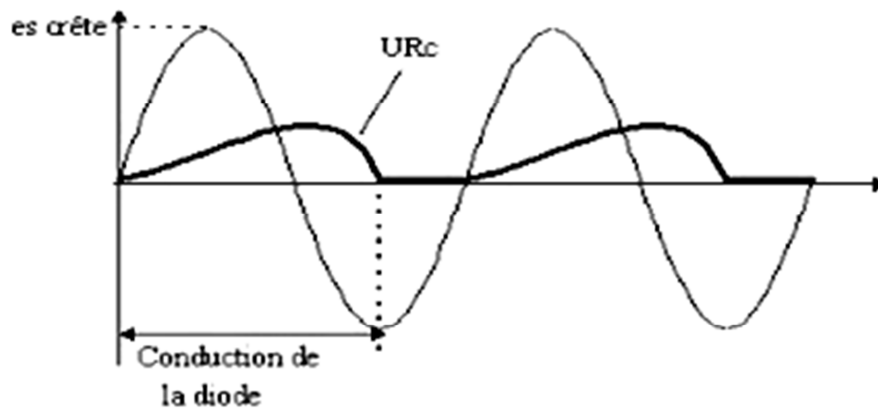


Figure I-15 : forme d'onde aux bornes de la charge

Le courant dans la charge atteint son maximum après celui de la tension de e_s . Le courant se prolonge après l'inversion de la source d'alimentation lorsque la bobine restitue l'énergie qu'elle avait emmagasinée. La durée de ce débit augmente avec la constante de temps L/R_c .

I-2-8 Avec redressement à double alternance

L'inconvénient principal d'utiliser un redressement à simple alternance est le fait qu'il est impossible d'obtenir une tension continue non pulsée, c'est-à-dire un courant ininterrompu dans la bobine.

Dans un redresseur à double alternance (pleine-onde), la tension de sortie moyenne est augmentée et le courant circulant dans la charge et dans l'inductance n'est plus interrompu).

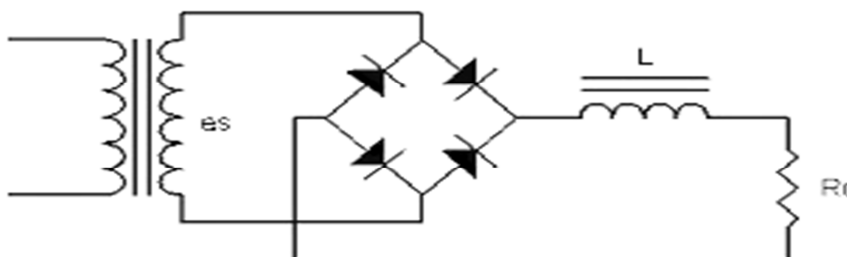


Figure I-16 : Filtre avec inductance en double alternance

Le taux d'ondulation est déterminé par le rapport entre la réactance de la bobine et la valeur de la résistance de charge. On néglige cependant l'effet des harmoniques supérieures.

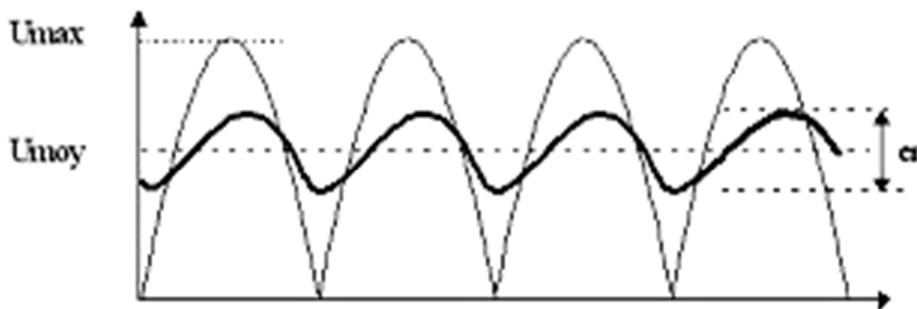


Figure I-17

La formule précédente indique clairement que le taux d'ondulation diminue lorsque L augmente et lorsque la résistance de charge diminue en valeur ohmique, c'est-à-dire lorsque le courant de charge est important. En conclusion, le filtre inductif série ne devrait être utilisé que dans le cas d'un courant de charge assez important.

Caractéristiques des circuits de filtrage :

Type de filtre	Composants	Utilisation
Capacitif	1 condensateur	Très employé par les alimentations à courant continu de faible et moyenne puissances.
Inductif	1 bobine	Surtout employé pour les alimentations fournissant de forts courants.
LC	1 bobine 1 condensateur	Circuit où il y a variation de la résistance de charge.
CLC	1 bobine 2 condensateurs	Système à faible courant qui nécessite une bonne régulation.

ETUDE THEORIQUE DES ALIMENTATIONS A DÉCOUPAGE

II-1 Définition :

Une **alimentation à découpage** est un dispositif à base d'électronique de puissance permettant de fournir à un dispositif électrotechnique qui consomme de quelques watts à plusieurs centaines de watts, en une ou plusieurs tensions continues parfaitement stabilisées et maintenues constantes malgré les fluctuations de la source (le réseau) et de la charge.

II-2 Le but de découpage :

Une alimentation est un système complexe qui doit être capable de fournir plusieurs tensions de manière régulée.

Les alimentations basse tension du type chargeur ou petit transformateur pour console, téléphone, etc...abaissent le 230 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.

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 12 V par ex.). 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 = ~ 0.00001 seconde), dont la moyenne lissée et filtrée donnera les tensions nécessaires en sortie.

II-3 Les différents types d'alimentations à découpage :

Il existe plusieurs types d'alimentations à découpage, et différentes techniques de conceptions. Nous citons les plus importantes :

Les alimentations non isolées galvaniquement qui fonctionnent soit en : abaisseur, élévateur ou inverseur.

Les alimentations isolées galvaniquement qui sont asymétriques (Fly back, forward) ou symétriques (push-pull, pont, demi pont).

II-3-1 Les non isolées galvaniquement :

Principe :

Ces convertisseurs sont alimentés par une source de tension continue V_e issue d'une pile, d'une batterie, d'un secteur redressé et filtré ou d'une autre alimentation à tension continue déjà existante. La tension de sortie V_s recueillie est une tension quasi-continue, et de valeur inférieure ou supérieure à V_e . Dans certains cas. Cette tension V_s peut être négative (pour V_e positive)

a) Alimentation fonctionnant en abaisseur (hacheur série) :

Une inductance L est placée en série entre la tension continue d'entrée V_e (fournie par une batterie ou une pile) et un transistor Q fonctionnant en commutation. Lorsque Q est passant, le courant I_L augmente linéairement et une énergie E est stockée dans L . La diode D est bloquée. Puis au blocage du transistor. L 'inductance se décharge linéairement dans le condensateur de la charge R (supposé résistive) à travers la diode D . cette décharge n'est possible que si $V_s > V_e$ (figure II-1). Le réseau D, C, R fonctionnant comme une « détection crête », la tension de sortie V_s est quasiment continue. Sa valeur dépend de V_e et du rapport cyclique $a = (T_{on}/T_{on}+T_{off})$;

Les cycles de fonctionnement

-T « fermé » : le courant i augmente, $u > 0$, donc $V_s < V_E$

-T « ouvert » : le courant i diminue, $u < 0$, donc $u = -V_s$

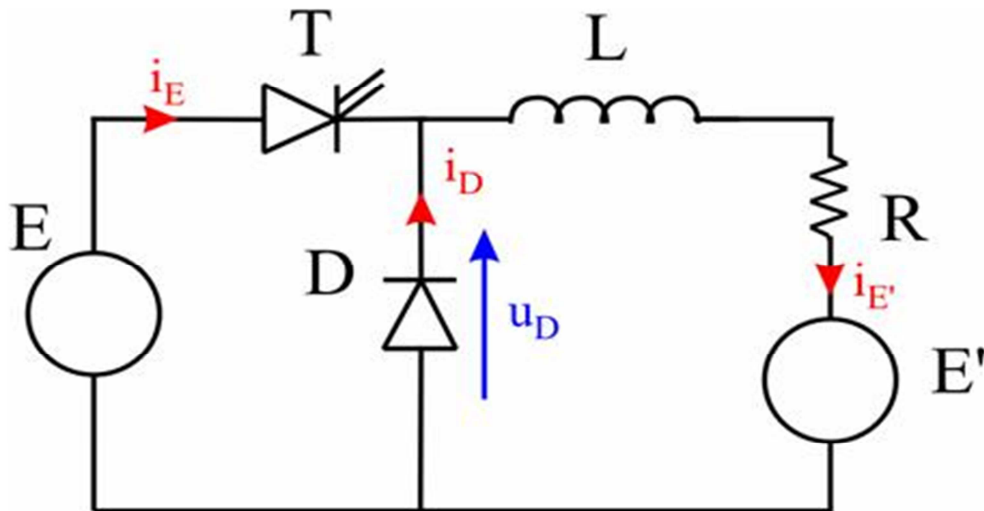


FIGURE II-1 : circuit d'un abaisseur

Le condensateur C, est toujours présent à la sortie des alimentations à découpage, maintien la tension V_s à sa valeur quasi constante. Ce condensateur reçoit ou fournit de l'énergie afin de maintenir l'énergie réclamée par la charge lorsque celle-ci est fixe, il est calculé en fonction de la charge.

b) Alimentation fonctionnant en élévateur(hacheur parallèle) :

C'est un hacheur parallèle (BOOST), pour l'avoir on change l'emplacement du transistor T, de l'inductance L et de la diode D, dans l'abaisseur.

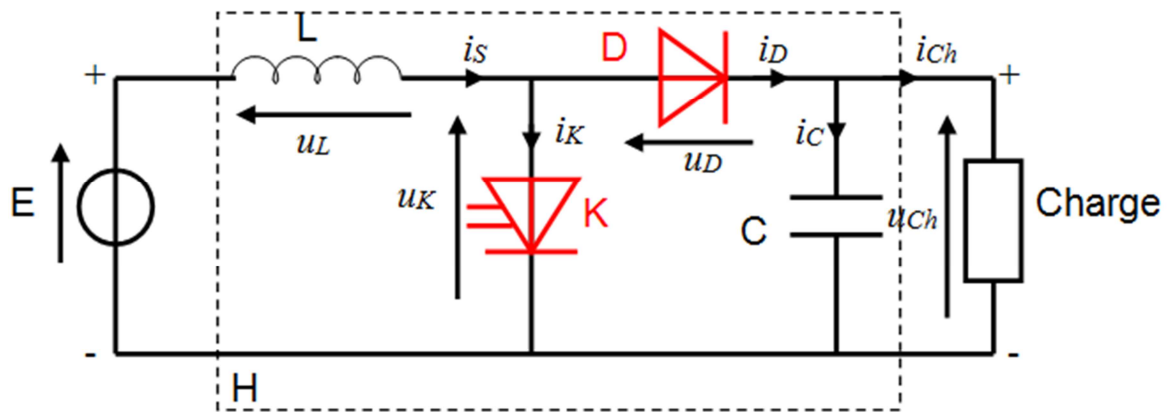


FIGURE II-2 : circuit d'élevateur

Les cycles de fonctionnement

- K « fermé » : i augmente, $u = V_E$. Le condensateur fournit de l'énergie à la charge
- K « ouvert » : i diminue, u s'inverse, la diode conduit. Alors $V_s = V_E - u$ donc $V_E < V_s$

a) Alimentation fonctionnant en inverseur

C'est un hacheur à stockage inductif (BUCK-BOOST). Là encore des éléments de puissance T, L et D sont permutés. Le condensateur C est inversé à cause de la polarité négative

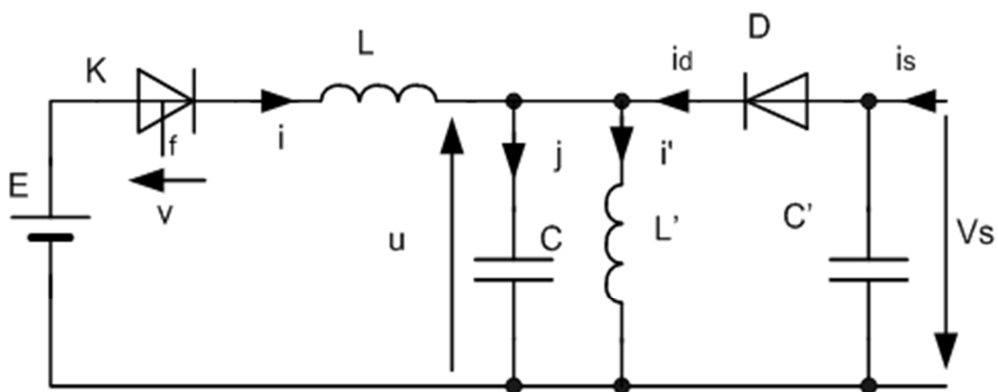


FIGURE II-3 Circuit d'inverseur

Les cycles de fonctionnement sont :

-K « fermé » : i augmente, $u=V_e$, C fourni de l'énergie a la charge

-K « ouvert » : i diminue, u s'inverse, la diode conduit. Alors $V_s = -u$ donc $V_s = -V_E$

II-3-2 Les alimentations isolées galvaniquement :

Principe :

Ces convertisseurs AC-DC sont alimentés par une source de tension alternative qui est le secteur(en général monophasé) son fonctionnement utilise au départ une tension continue (dans le cas d'une source alternative, la tension est juste redressée par un pont de diode de graetz et lissée par un condensateur électrolytique de puissance). Le rendement de ce type d'alimentation est proche des 80 %, contre 50 pour les techniques standards.

II-3-2-1 Asymétrique :

a) Alimentation Flyback :

a-1-Principe :

Le montage Flyback est basé sur celui du hacheur à stockage inductif, il est utilisé pour des puissances allant jusqu'à 100W et a fréquence qui peut atteindre 150KHz.

Pour transformer un tel hacheur en alimentation à découpage, il est nécessaire d'insérer une isolation galvanique entre l'interrupteur et le filtre de sortie. Nous allons remplacer l'inductance par deux inductances couplées, bobinées sur le même noyau.

On obtient alors le schéma ci-dessous.

La magnétisation de l'inductance est réalisée par l'enroulement 1, alors que la démagnétisation est réalisée par l'enroulement 2.

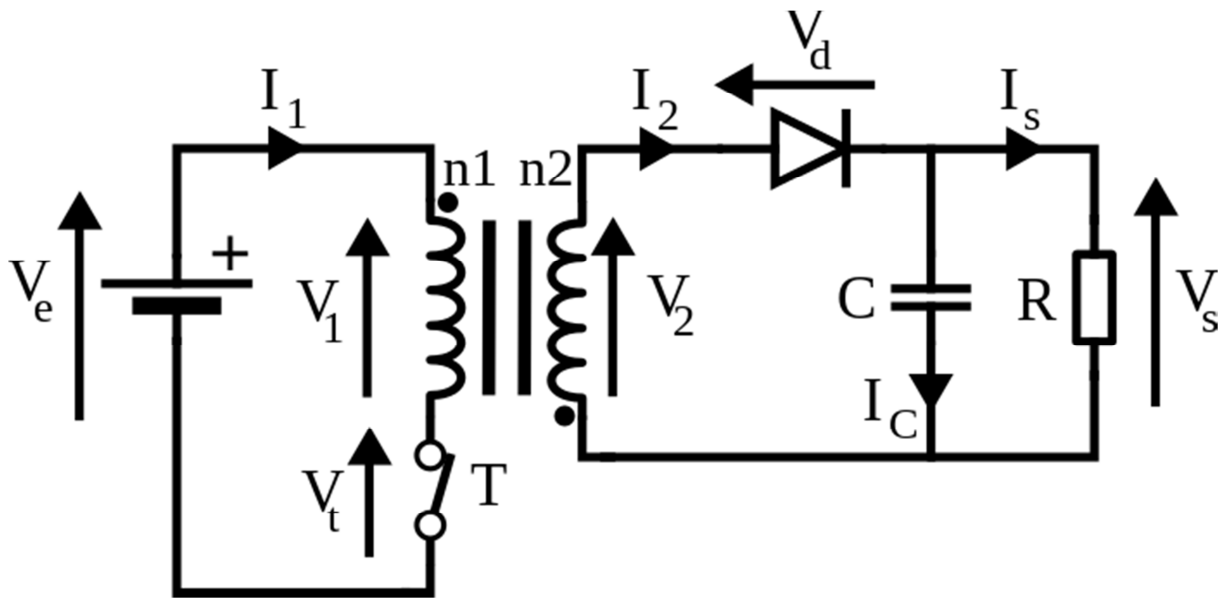


FIGURE II-4 : schéma d'alimentation Flyback

a-2-Etude des formes d'ondes :

On supposera que la constante de temps RC du filtre de sortie est très grande devant la période de fonctionnement T de l'alimentation, nous assimilerons donc tension de sortie à une constante.

Si $t \in [0 \alpha T]$ (Interrupteur fermé)

- L'interrupteur est passant d'où

$V_t = 0 \Rightarrow V_1 = V_e \Rightarrow V_2 = -n_2 / n_1 V_e$ (Attention à la position des bornes homologues sur l'inductance couplée, $V_1 = +n_1 \cdot d\phi/dt$)

- La tension v_s est nécessairement positive, or $V_d = V_2 - V_s < 0$, donc D est bloquée. On stocke alors de l'énergie dans le circuit primaire de **l'inductance couplée**. Alors, si l'on note \mathcal{R} la réluctance du circuit magnétique,

La continuité du flux dans le circuit magnétique entraîne la continuité des ampères tours au niveau de l'inductance couplée. Le courant magnétisant consécutif à la présence du flux dans l'inductance ne pouvant plus passer par l'enroulement 1 (interrupteur bloqué), il est forcé dans l'enroulement 2, entraînant la mise en conduction de la diode.

Si $[t = \alpha T]$

$$At = \alpha T^-, i_1 = I_{1\max} = (V_e \cdot \alpha T) / L_1 + I_{1\min}$$

$$d'où \quad n_1 \cdot i_{1\max} = \mathfrak{R} \phi_{\max}$$

$$At = \alpha T^+, i_2 = I_{2\max}, d'où \quad n_2 \cdot i_{2\max} = \mathfrak{R} \phi_{\max}$$

$$On \text{ en déduit qu'à l'instant } t = \alpha T^+, n_2 \cdot n_1 i_1 = n_1 \cdot i_{1\max}$$

si $t \in [\alpha T, T]$

- La diode D est passante, la relation d'Hopkinson nous donne alors :

$$n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 = n_2 \cdot i_2 = \mathfrak{R} \phi, d'où \quad v_s = (n_2^2 / \mathfrak{R}) (di_2 / dt) = L_2 \cdot di_2 / dt \text{ ou } L_2$$

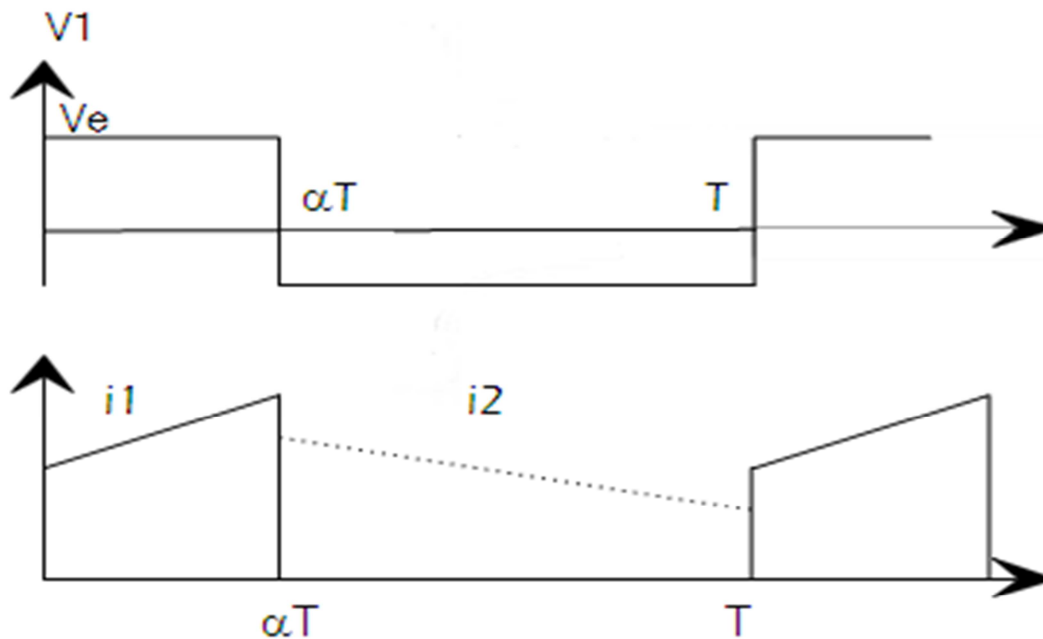
représente l'inductance de l'enroulement 2, On déduit alors

$$L_2 (di_2 / dt) = -V_s \Rightarrow i_2 = (-V_s \cdot t / L_2) + I_{2\max}$$

Il est alors possible par une simple loi des mailles de déduire la tension aux bornes de

$$L'interrupteur : V_t = V_e + V_s (n_1 / n_2)$$

Les formes d'ondes sont alors les suivantes :

**a-3 Avantages :**

- Architecture économique pour les faibles puissances (<150W)
- Meilleur rendement
- Un seul composant bobiné

a-4 Inconvénients :

- L'énergie étant stocké dans l'inductance couplée et dans le condensateur de sortie, ceux-ci deviennent encombrants pour des puissances supérieures à 200W, et l'alimentation Flyback devient alors moins intéressante.
- Risque de surtension lors du Fonctionnement à vide

Le fonctionnement peut être divisé en deux phases :

De $[0 \text{ à } \alpha T]$, l'interrupteur est passant, le primaire est soumis à la tension E . Il s'en suit la magnétisation du transformateur, et un transfert d'énergie de la source vers le filtre et la charge, via le transformateur et la diode D .

De $[\alpha T \text{ à } T]$, l'interrupteur est bloqué. Il apparaît une phase de roue libre au niveau du secondaire (continuité du courant dans l'inductance via la diode de roue libre), et une phase de démagnétisation du transformateur par continuité du courant magnétisant à travers le troisième enroulement. Il est nécessaire d'attendre la fin de la démagnétisation du transformateur avant d'entrer à nouveau dans une phase de magnétisation et de transfert d'énergie.

b-2 Etude des formes d'ondes :

Hypothèse : On supposera que le filtrage est suffisamment efficace pour que la tension de sortie V_s soit constante. Le courant I_s sera alors lui aussi constant.

Si $t \in [0, \alpha T]$ (Interrupteur fermé)

- Détermination de la valeur de V_1 et V_2 :

L'interrupteur est passant d'où $V_t=0 \Rightarrow V_1=V_e \Rightarrow V_2= (n_2/n_1) V_e$

- Détermination du courant I_1

La diode est passante et la diode d_{rl} bloquée ($V_{DRL}=-V_2$, D_{rl} est nécessairement bloquée...)

On peut écrire pour l'inductance L : $L (di/dt)=V_2 \Rightarrow i_1= (V_2-V_s).t/L + I_{lmin}$, il y'a croissance linéaire du courant dans l'inductance sous la tension V_2-V_s

- Détermination d' i_1 :

La relation d'Hopkinson permet d'écrire : $n_1.i_1 - n_2.i_2 + n_3.i_3 = \mathfrak{R}\phi$ le courant i_2 est sortant). La maille V_e, V_{dm}, V_3 nous donne $V_{dm} = -V_e - V_3 = -V_e - V_1 =$

$$2V_e < 0$$

Donc la diode D_m est bloquée. On obtient alors $n_1.i_1 - n_2.i_2 = \mathcal{R}\phi$, d'où

$I_1 = (\mathcal{R}/v_1).\phi + (n_2/n_1) i_2$ Le courant i_1 se décompose en un courant magnétisant i_{10} , et un courant lié à l'appel de courant secondaire $(n_2/n_1).i_2$

Remarque :

$I_{10} = (\mathcal{R}/n_1) \phi(t)$ Or $V_1 = +n_1 (d\phi/dt)$ d'où $\phi(t) = (V_e/n_1)t$ (circuit initialement démagnétisé, constante d'intégration nulle). On trouve alors l'expression de i_1 complète :

$$I_1 = (\mathcal{R}V_e.t)/(n_1L) + (n_2/n_1)((V_2 - V_s)t/L + I_{1min})$$

si $t \in [\alpha T, T]$ (Interrupteur ouvert)

- Etude de la démagnétisation :

La continuité du flux dans le circuit magnétique entraîne la continuité des ampères tours magnétisants. L'interrupteur étant bloqué, la topologie du circuit impose une continuité du courant magnétisant à travers D_m , permettant ainsi la récupération de l'énergie stockée dans le circuit magnétique par la source de tension. (La diode D interdit une démagnétisation par le secondaire). Alors $V_3 = -V_e$

Le nombre de spires de l'enroulement de démagnétisation étant le même que celui de l'enroulement 1, la durée de démagnétisation est égale au temps de conduction de l'interrupteur (la démagnétisation prend fin pour $t = (2. \alpha.T)$) Le courant i_3 est donc symétrique par rapport à i_1 . On peut alors calculer la valeur de la tension V_t aux bornes de l'interrupteur : $V_t = V_e - V_1 = V_e - V_3 = 2.V_e$

Une fois la démagnétisation finie, la diode D_m est bloquée, les courants i_1 et i_3 sont nuls, d'où : $V_1 = V_3 = 0 \Rightarrow V_t = V_e$

- Etude au secondaire du transformateur :

La continuité du courant dans l'inductance du filtre est assurée par la présence de la

diode de roue libre DRL, qui devient passante. On peut écrire, pour l'inductance L :

$$(L di/dt) = -V_s \Rightarrow i_l = -(V_s \cdot t)/L + I_{lmax}$$

b-3 Avantages / Inconvénients :

Cette architecture s'adapte bien aux sorties basse tension fort courant car le filtrage de sortie est aisé, pour des puissances d'environ 100 à 500W. Elle présente néanmoins des inconvénients inhérents à la structure : - Présence de deux composants magnétiques - Nécessité de prévoir un système de démagnétisation du transformateur. - Mauvaise utilisation du circuit magnétique du transformateur, qui n'est utilisé que dans un quadrant magnétique (de 0 à B_m , le flux ne changeant pas de signe)

II-3-2-2 Symétrique

a) Alimentation en push-pull :

a-1 Principe :

Ce type de convertisseur est particulièrement bien adapté pour les basses tensions de sortie avec forts courants.

Le bobinage secondaire avec point milieu peut être vu comme deux bobinages séparés et donc être traité comme un transformateur à trois bobinages dont le rapport du nombre de spires est défini comme $n_1 : n_2 : n_2$.

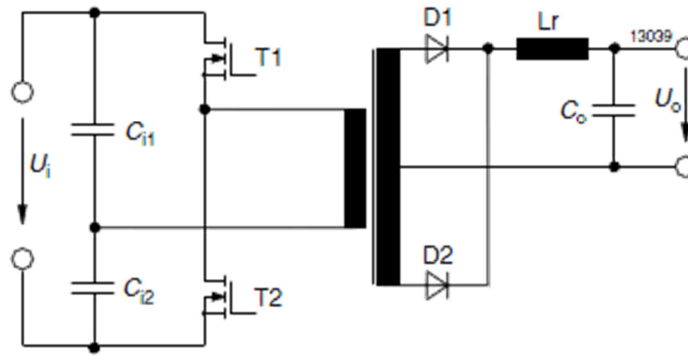


Figure II-6 schéma d'alimentation push-pull

Ce type de convertisseur utilise deux transistors travaillant alternativement en push-pull.

a-2 Principe de fonctionnement :

Les diodes D1 et D2 redresse la tension rectangulaire générée par les deux transistors T1 et T2 qui conduisent.

Le push pull double la fréquence du courant ondulant dans le filtre L_s et C_s et réduit la tension d'ondulation.

La tension maximale du transistor est égale à deux fois la tension d'entrée.

Dans cette alimentation deux types de fonctionnement, sont possible selon que son secondaire est chargé ou non.

- Durant le fonctionnement à vide, le convertisseur fonctionne en régime discontinu (lacunaire)

On peut mettre en parallèle deux diodes aux bornes des deux transistors ; lorsqu'un se bloque, la diode assure la conduction du courant magnétisant.

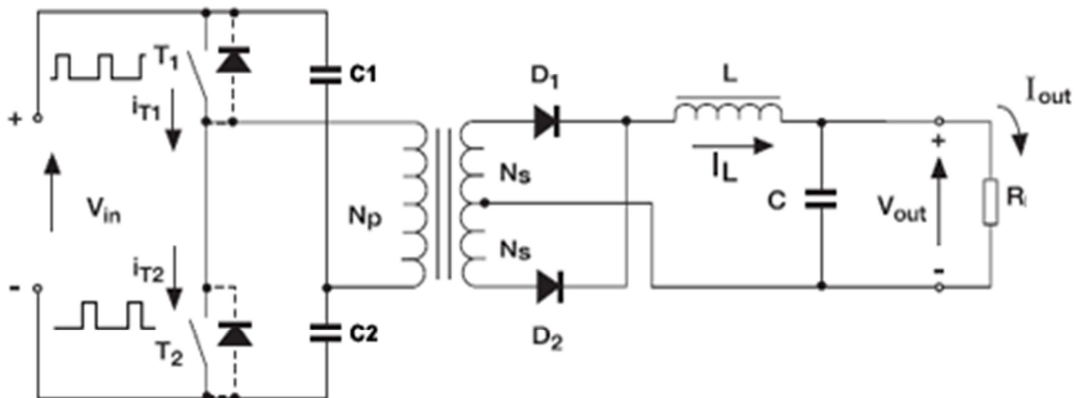
- En charge et par la disposition des enroulements.

Lorsque T1 est conducteur, seule D2 peut conduire.

Lorsque T2 est conducteur, D1 est à l'état passant.

Ainsi des que l'on bloque un interrupteur, le courant magnétisant est transféré au secondaire et circule dans la maille constituée par les deux bobinages du secondaire.

a) **Alimentation en demi pont ou à diviseur capacitif**



b-1 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement de ce montage est identique au précédent.

A vide, le blocage d'un transistor est suivi de la conduction de la diode qu'on mettra en parallèle.

En charge, le courant magnétisant parcourt le secondaire.

Par contre ici, les tensions aux bornes des commutateurs et du primaire du transformateur sont divisées par 2.

ETUDE ET FONCTIONNEMENT DU SYSTÈME

III-1 Description :

L'alimentation à découpage sélectionnée elle est de Fly back avec les caractéristiques suivantes :

- Tension d'entrée 230Volts AC 50HZ
- Tension de sortie : 24Volts DC
- Courant de sortie : 5A
- Fréquence de découpage : 30 KHz

III-2 Schéma synoptique :

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

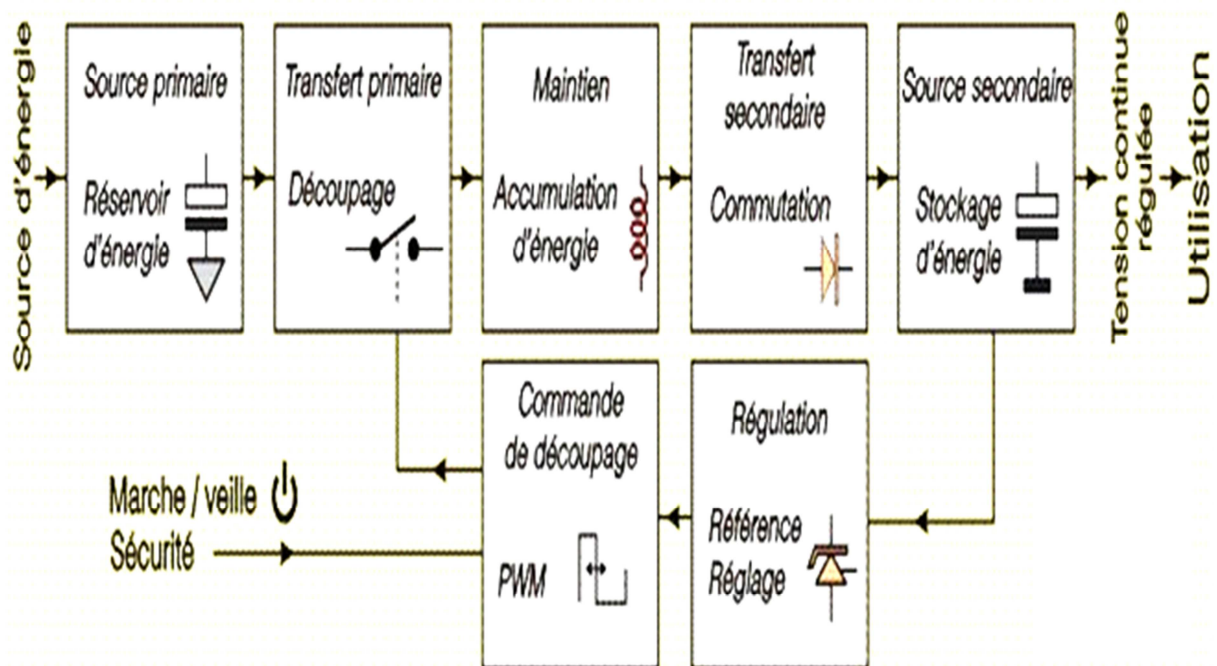


Figure III-1-Schéma synoptique

Partant d'une tension continue u_1 (en sortie de la source primaire de la figure 1, cette tension u_1 comporte des défauts, on cherche à obtenir une tension continue régulée (source secondaire) parfaitement stable et exempte des défauts énoncés (absence de fluctuation, d'ondulation et de bruit). Afin d'obtenir un rendement élevé, la quantité d'énergie transférée (transfert primaire, figure 1) est **découpée de façon à répondre exactement aux besoins de l'utilisation**. La quantité d'énergie en cours de transfert doit être maintenue (accumulation dans un **circuit magnétique**) pour ensuite être acheminée (transfert secondaire) vers la source secondaire. Les fonctions de **commande de découpage** et de **régulation** déterminent et ajustent la quantité d'énergie en cours de transfert.

III-3 Principe de fonctionnement général :

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 régule 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.

III-4 Les différents blocs constituant la réalisation (Type Flyback) :

Soit à considérer le schéma de principe simplifié d'une alimentation à découpage de type **fly-back** (fonctionnement alterné). Ce type d'alimentation est mis en œuvre dans les matériels audiovisuels et électroniques quand la puissance nécessaire reste inférieure à 500W. Afin de comprendre l'agencement des circuits, on identifie les différentes parties correspondant au schéma synoptique.

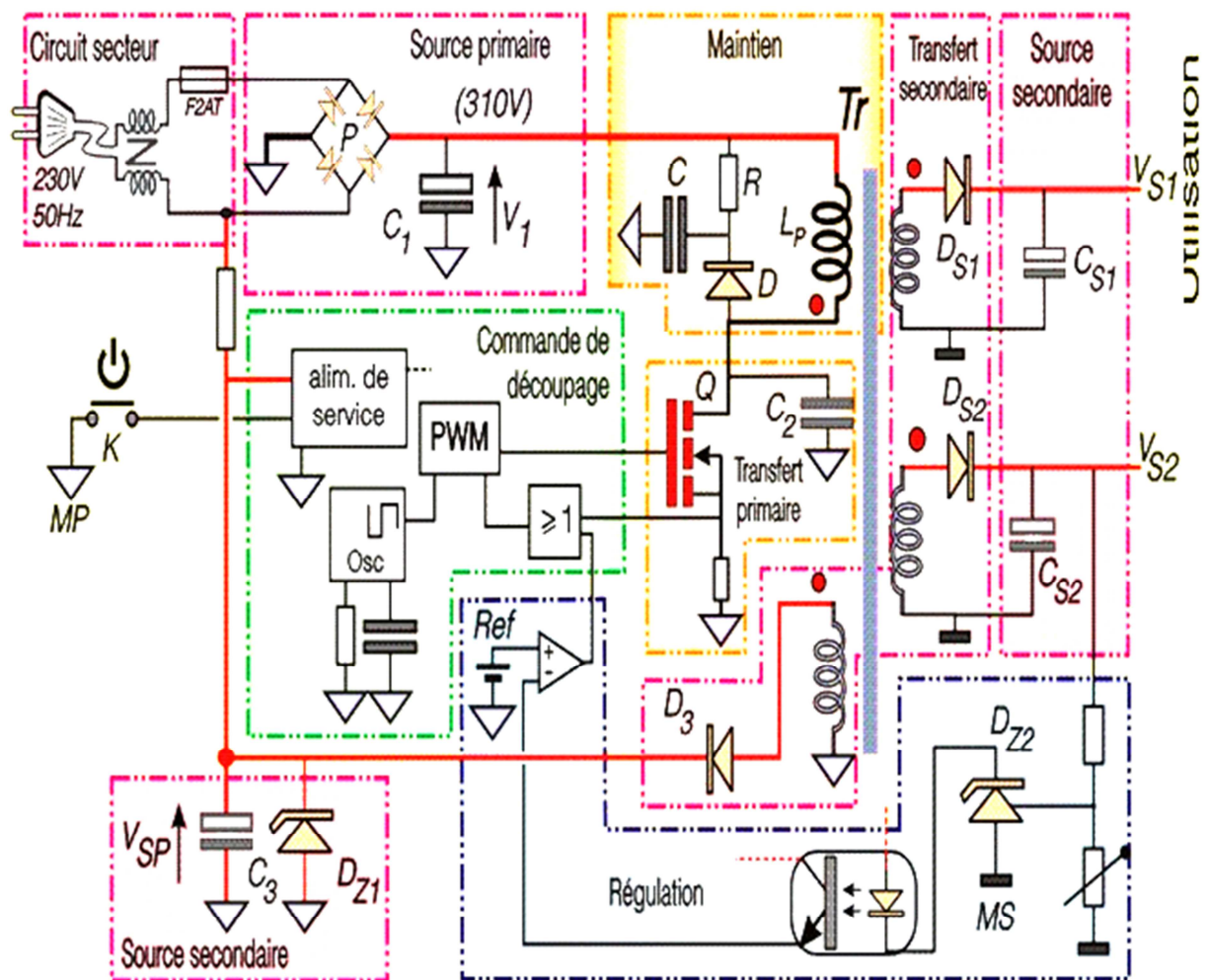


Figure III-2-Schéma de principe partiel d'une alimentation à découpage de type Fly-back.

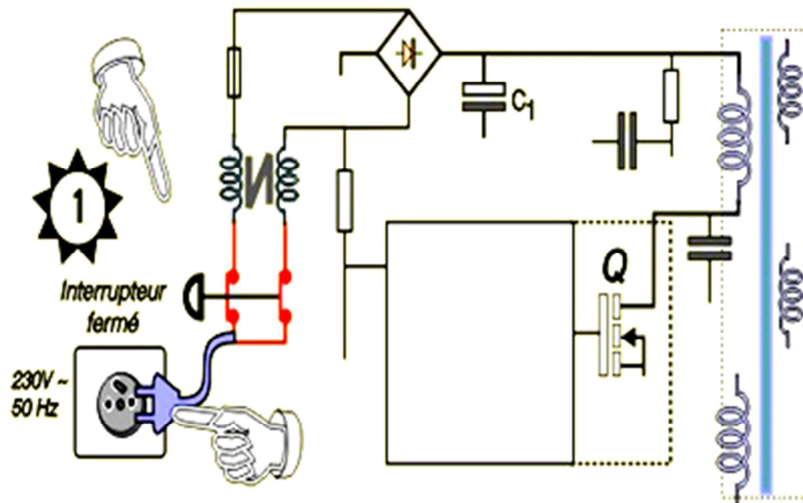
Partant du réseau électrique (230V ; 50Hz) et du circuit secteur, la tension secteur est redressée par le pont P de diodes puis filtrée par le condensateur C1 de forte capacité (gros condensateur, facilement repérable sur un châssis). La tension ainsi obtenue (en sortie de la source primaire) présente une composante continue de l'ordre de : $230 \times 1,4$ soit environ 310V, si on veut prendre en compte les pertes dans les circuits (1,4 correspond à la racine de 2).

Cette tension est appliquée à l'enroulement primaire L_p du transformateur d'alimentation Tr. L'autre borne de l'enroulement primaire est connectée au transistor Q (découpeur, il fonctionne en bloqué/saturé et permet le transfert primaire des paquets d'énergie dans le circuit de maintien constitué par les composants associés R , D , C , le primaire L_p et le noyau magnétique du transformateur). Le transfert des paquets d'énergie vers les circuits secondaires est réalisé par les diodes DS1, DS2 et D3 quand le transistor de découpage Q est bloqué (fonctionnement alterné ou fly-back lié au sens de **câblage des enroulements** secondaires du transformateur). Les énergies transférées sur les condensateurs CS1, CS2 et C3 (sources secondaires) déterminent les tensions VS1, VS2 et VSP.

Dans l'exemple (figure 4), une tension proportionnelle à VS2 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-4-1 1ère étape du démarrage : connexion secteur

La prise secteur est connectée au *réseau 230V alternatif ; 50Hz*. Ensuite, l'interrupteur secteur est fermé.



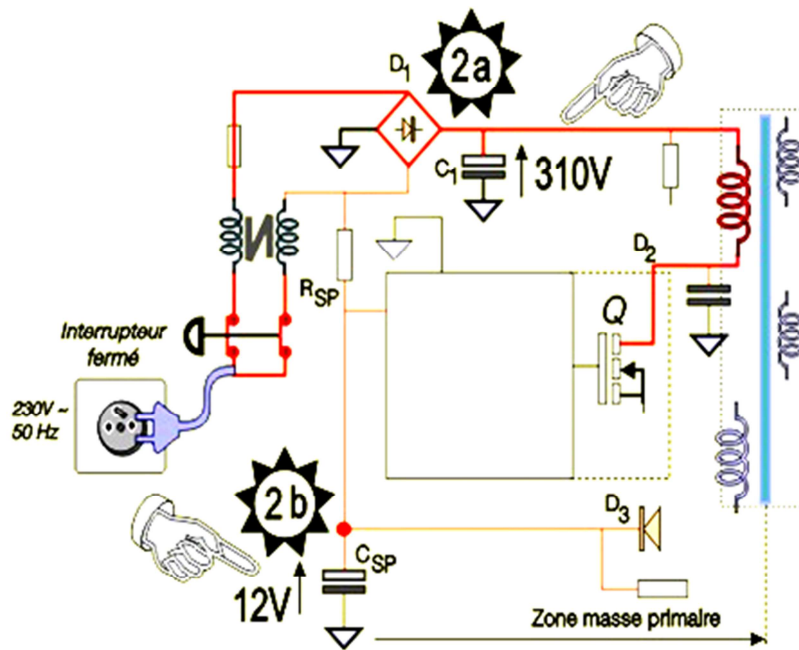
III-4-2 2ème étape du démarrage : établissement des tensions continues au primaire :

Sur la figure et via les composants du filtre secteur, le pont de diode est alimenté :

- ▶ le condensateur primaire C1 (gros condensateur chimique) se charge sous une tension de

$230 \times 1,4 = 310 \text{ V}$ environ.

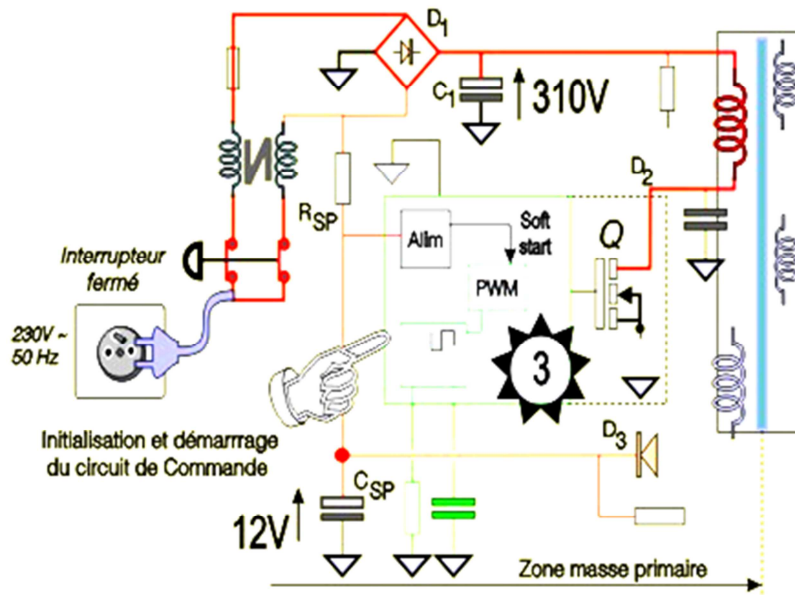
- ▶ Le condensateur de l'**alimentation de service primaire** CSP se charge également (plus lentement) à travers une **résistance** RSP de forte valeur. La valeur 12V de la tension de service primaire est donnée à titre indicatif. Elle peut aller de **8V à 15V selon le circuit de commande utilisé**.



III-4-3 3ème étape du démarrage : initialisation et démarrage du circuit de commande :

Initialement, le **transistor de découpage Q** (encore communément appelé BU en référence à certaines séries de composants) est **bloqué** (se comporte en *commutateur ouvert*).

Dès l'établissement de la tension d'alimentation, les *fonctions internes* du composant de commande *ICI* sont *initialisées*. L'**oscillateur interne** ou la "fonction de Start" démarre.

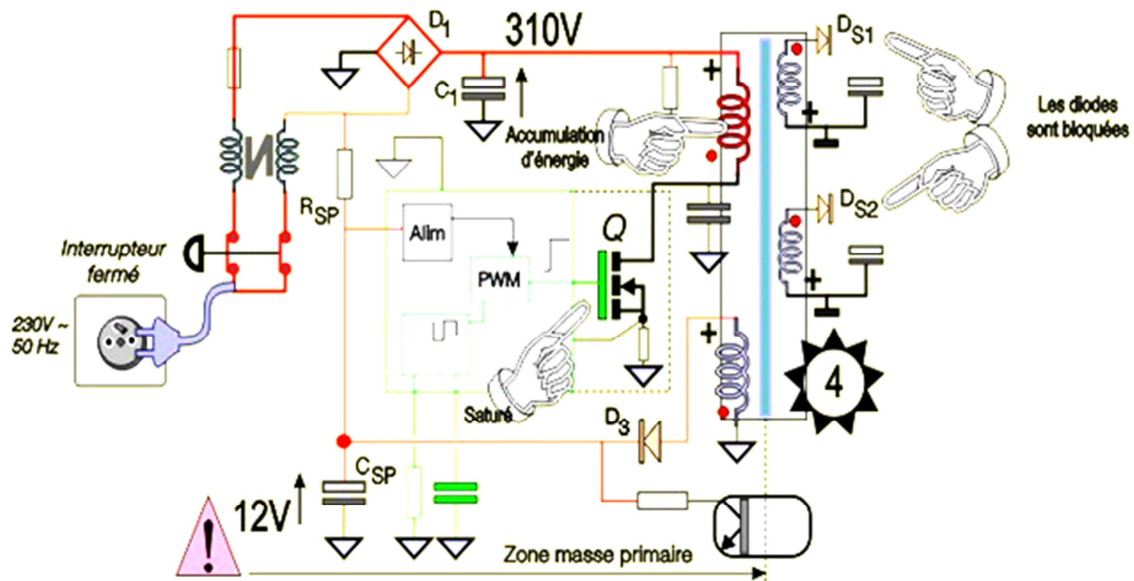


III-4-4 4ème étape du démarrage : accumulation d'énergie au primaire du transformateur

Par l'intermédiaire du **PWM** (et de fonctions de sécurité non représentée), le *signal de commande* amène à la **saturation** le transistor **Q** (le transistor se comporte alors en *commutateur fermé*).

Un **courant croissant** s'établit dans le circuit primaire. *De l'énergie est accumulée* (sous forme d'énergie **magnétique**) dans le transformateur.

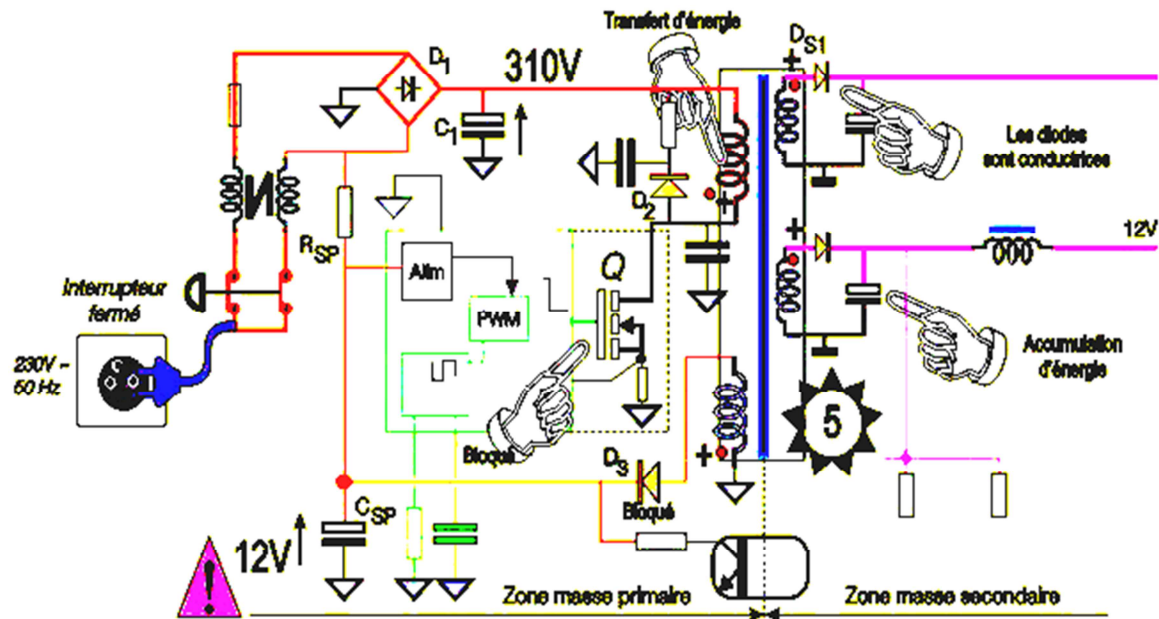
Compte tenu du sens de branchement des enroulements secondaires, les **diodes DS1 et DS2** sont **bloquées**. Il ne se passe rien sur les circuits secondaires associés.



III-4-5 5ème étape du démarrage : transfert d'énergie sur les secondaires

Le transistor de découpage **Q** est amené au blocage (commutateur *ouvert*).

Le *courant* primaire continue de *circuler* dans le **condensateur en pied de l'enroulement primaire** du transformateur et dans l'**impédance de fermeture** montée en parallèle avec le primaire. Le *courant primaire diminue* et les **polarités des tensions** apparaissant sur les enroulements sont **inversées**. Les diodes secondaires **DS1 et DS2 sont passantes**. De *l'énergie est transférée et stockée sur les condensateurs secondaires*. Les tensions secondaires montent et s'établissent.

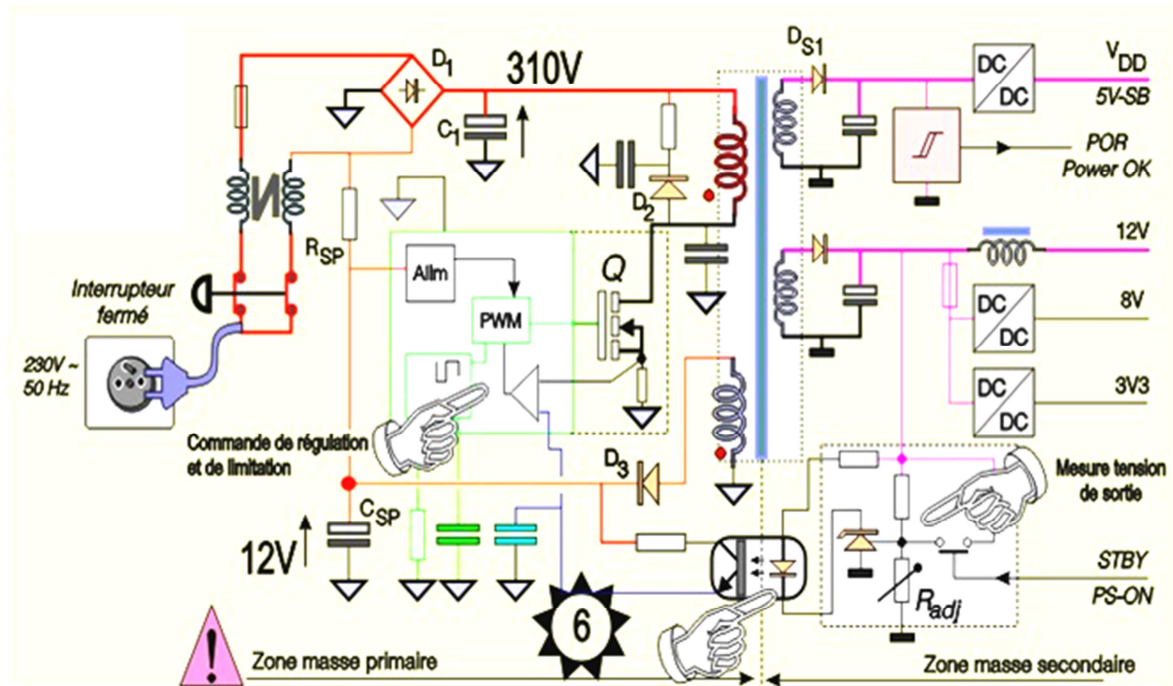


III-4-6 6ème étape du démarrage : régulation

Une partie de la **tension** secondaire (ligne 12V) est prélevée **aux bornes de Radj**. Cette tension est proportionnelle à la tension de la ligne 12V et de la tension produite aux bornes de CS1. Cette tension (U mesure) **détermine le point de fonctionnement** de la **diode de référence de tension programmable** qui commande la LED de l'optocoupleur.

En fonction du niveau des tensions secondaires, *l'éclairement de la LED varie* et détermine par conséquent l'état de conduction du phototransistor de l'optocoupleur. La **commande de régulation** ainsi obtenue agit sur la fonction PWM fin d'**allonger ou raccourcir la durée de mise en saturation du transistor de découpage**.

Ainsi, la **quantité d'énergie traitée** sur un cycle de fonctionnement est *ajustée à la consommation des charges* connectées à l'alimentation.



III-4-7 En guise de conclusion

Le schéma synoptique et l'analyse précédente permettent d'aborder le principe de fonctionnement de l'alimentation à découpage de type Fly-back (accumulation primaire et transfert/stockage sur les secondaires alternés).

III-5) Les composants passifs dans les alimentations à découpage :

Les composants magnétiques :

Dans les alimentations à découpage, les composants magnétiques sont des constituants essentiels tant sur le plan technique (ils ont un impact considérable sur les performances globales) qu'économique (ils représentent une part importante du coût d'une alimentation). Rappelons quels sont les principaux composants magnétiques qui apparaissent dans nos alimentations :

- Les transformateurs de tension de puissance
- Les transformateurs de tension de commande
- Les transformateurs d'intensité (mesures)

- Les inductances de filtrage d'entrée ou de sortie
- Les inductances de résonance
- Les inductances saturables

La différence de performances qui peut exister entre deux systèmes d'alimentations de principe identique provient généralement des composants magnétiques. On comprend donc la nécessité d'appréhender correctement les différentes facettes de la réalisation de tels dispositifs, qui s'accompagne de problèmes spécifiques dus au contexte du découpage à fréquence élevée. L'objectif de ce paragraphe est donc de présenter ces problèmes, d'indiquer les limites actuelles de leur analyse et, enfin de donner des ébauches de procédures de dimensionnement

Un composant magnétique étant généralement constitué d'un noyau magnétique et de bobinage, nous nous intéresserons tout d'abord séparément à quelques aspects technologiques de ces deux composants

5-1 Les circuits magnétiques :

Le rôle d'un circuit magnétique est de canaliser les lignes de champ magnétique. Pour cela, les matériaux constitutifs doivent présenter une perméabilité relative élevée, accepter parallèlement un niveau d'induction à saturation importante et d'être le siège de pertes acceptables aux fréquences de travail qui nous concernent.

Bien entendu, le matériau idéal n'existant pas, les concepteurs d'alimentation à découpage utiliseront des matériaux présentant le meilleur compromis relativement aux trois points cités plus haut. Actuellement, ce sont les ferrites qui sont le plus couramment utilisés. Les poudres métalliques trouvent également un débouché significatif dans les inductances de filtrage. Enfin, le développement des techniques de post-régulation a conduit à l'introduction de matériaux amorphes.

Nous allons donc nous intéresser maintenant aux principales caractéristiques de ces trois familles

5-1-1 quelques caractéristiques des matériaux utilisable en HF :

5-1-1-1 Les ferrites :

L'appellation « ferrite » concerne une importante variété de matériaux qui n'ont souvent en commun que le constituant de base (l'oxyde de fer Fe_2O_3) et la technique de fabrication, le frittage (moulage à chaud et sous pression). Les couples les plus fréquemment associés à l'oxyde de fer sont magnèse-zinc (Ma-Zn) et nickel-zinc (Ni-Zn). On obtient des matériaux chimiquement stables, d'une grande dureté mais très sensibles aux chocs mécanique et thermique.

Les ferrites nickel-zinc sont caractérisés par des perméabilités relatives faibles (20 à 1000) mais dont la bande passante est élevée (10 à 100Mhz). Leurs natures et le conditionnement associé (petits noyaux) les destinent plutôt aux applications électroniques.

Les ferrites manganèse-zinc sont plus directement liés aux applications de puissance qui nous concernent ici. Leurs perméabilités relatives sont nettement plus élevées (1000 à 10000) mais la bande passante est beaucoup plus basse (= 1Mhz)

Les inductions à saturation, toutes familles confondues, sont faibles ($0,2T < B_m < 0,4T$) et sont des fonctions décroissantes de la température de fonctionnement θ dont l'optimum se situe entre 60 et 80 °C.

Comme dans tous les matériaux magnétiques, les pertes dépendent de la fréquence et de l'induction maximale. L'évolution de ces pertes peut être représentée à travers des formules empiriques dont un exemple est donné ci-dessous :

$$(P_{fer})_{vol} = 11 \left(\frac{F}{10}\right)^{1,3} \left(\frac{B_m}{0,1}\right)^2 \quad (P_{fer})_{vol} \text{ en mW/c m}^3$$

F en KHz

B_m en tesla

(ferrite Ma-Zn type 3C8)

$\theta = 60^\circ C$

Un point test, que nous réutiliserons par la suite, montre qu'à $B_m = 0,1T$, $F=100Khz$, les pertes volumiques sont ici de l'ordre de $220mW/cm^3$. Ces pertes dépendent également de la température selon une tendance qui apparaît sur la figure III-3 Ces formes indiquent la possibilité d'un emballement thermique si, vis-à-vis de la résistance thermique équivalente R_{th} du noyau, les pertes sont telles que :

$$\frac{dP_{fer}}{d(\Delta\theta)} > \frac{1}{R_{th}} \quad \text{avec } \Delta\theta = \theta - \theta_{amb}$$

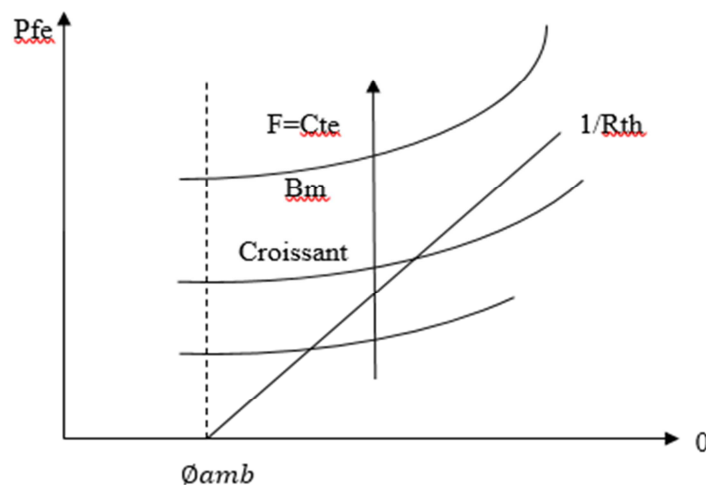


Figure III-3 Evolution des pertes en fonction de Θ dans les ferrites

Les ferrites sont fabriquées sous des formes très variées. Compte-tenu de leur large diffusion, nombre de ces conditionnements, outre le noyau proprement dit, incluent la carcasse et un dispositif de fretage qui permet une réalisation très simple et très rapide du composant magnétique. On peut citer de « grands standards » comme les noyaux en E de type « ETD », les pots « RM », les tores, dont le lecteur trouvera aisément les différentes caractéristiques et spécificités dans les catalogues des différents constructeurs qui, s'ils ont leurs matériaux propres, proposent tous des noyaux similaires. Les différentes structures évoquées ci-dessus permettent de réaliser des composants magnétiques pour des convertisseurs d'une puissance ne pouvant pas dépasser le KW. Au-dessus, les noyaux sont généralement réalisés par assemblage de U et I qui présentent des dimensions relativement importantes. Les carcasses et les

dispositifs d'assemblage doivent alors être conçus par l'utilisateur.

5-1-1-2 Les matériaux à entrefer réparti à poudres métalliques :

Cette dénomination n'est pas véritablement adaptée car techniquement peu précise (les ferrites sont également à base de poudres) mais une classification rigoureuse n'est pas toujours facile. Ce type de matériaux est donc réalisé à l'aide de poudres métalliques dont les grains élémentaires sont entourés d'une couche d'oxyde constituant une première isolation entre ces grains, isolation ensuite renforcée par un liant qui constitue l'entrefer réparti dont le concept est très intéressant dans la réalisation des inductances car il permet la suppression de l'essentiel des problèmes liés à la présence d'un entrefer réel. Différents métaux ou alliages sont utilisés dans la constitution de tels matériaux.

Les matériaux les plus classiques et les plus économiques sont des poudres de fer. Les perméabilités relatives obtenues se situent entre 40 et 100. L'induction à saturation est comprise entre 1 et 1,4T. Le grand handicap de cette première famille est le niveau très élevé des pertes fer. Ainsi, pour le point test précédent ($BM = 0,1T$, $F = 100kHz$), les pertes sont de l'ordre de $4W/cm^3$, soit 20 fois plus qu'une ferrite standard

Ce type de matériau n'est donc utilisable qu'à faible sollicitation alternative d'induction, c'est à dire dans les inductances de lissage et filtrage.

Un deuxième groupe largement exploité mais beaucoup moins économique correspond à l'utilisation d'un alliage fer-nickel-molybdène (ce dernier en faible proportion) qui donne à cette famille sa dénomination anglo-saxonne bien connue de " moly permalloy ". Deux principaux types de ces matériaux sont réalisés, présentés par ordre croissant de performances "pertes-fréquence".

Le premier type est sensiblement constitué à parts égales de fer et de nickel.

L'induction à saturation est élevée (1,4T) et les perméabilités relatives sont comprises entre 15 et 200. Les pertes au point test sont toujours de l'ordre de $4W/cm^3$, pour un matériau de perméabilité relative de 125.

Le second type comporte une forte proportion de nickel (80%) et privilégie les pertes par rapport à l'induction à saturation qui se situe aux alentours de 0,7T. Les perméabilités relatives

de cette famille sont comprises entre 15 et 500. On peut donner l'exemple d'une formule d'approximation des pertes pour un tel matériau, présentant une perméabilité de 125 :

(Pfer) vol 33 F

(Pfer) vol en mW/cm³

$$= 11 \left(\frac{F}{10}\right)^{1,3} \left(\frac{Bm}{0,1}\right)^2$$

F en kHz

B_M en Tesla

Si l'on observe cette formule, on constate que les pertes sont toujours beaucoup plus importantes (facteur 3) que celles du ferrite standard cité plus haut. Si ces matériaux sont très adaptés, dans leur principe, à la réalisation des inductances, ils restent essentiellement cantonnés aux noyaux destinés aux inductances de lissage ou de filtrage, du fait de ces niveaux de pertes.

On peut trouver ces matériaux essentiellement sous forme de tores, de E et de U.

5-1-1-3 les matériaux amorphes

Les matériaux amorphes sont obtenus par un procédé d'hypertrempe correspondant à un refroidissement extrêmement rapide d'un alliage porté au-delà de sa température de fusion. Ce processus interdit la formation d'un réseau cristallin ordonné. Les techniques utilisées pour parvenir à ce résultat consistent à projeter un jet de métal en fusion sur une roue tournant à grande vitesse. La solidification extrêmement rapide du métal sur cette roue conduit à l'obtention de rubans très minces (20 à 50 µm), de largeurs allant jusqu'à 15 cm. Les principaux métaux entrant dans la composition de ces alliages amorphes sont le fer, le cobalt et le nickel. Comme dans le cas précédent, les caractéristiques magnétiques peuvent considérablement varier d'un alliage à l'autre. Mes matériaux qui *semblent* les plus intéressants, en termes de pertes, sont à base de cobalt. Ils présentent des inductions à saturation de l'ordre de 0,6 à 0,8T. Intrinsèquement, les niveaux de pertes, peuvent être largement inférieurs à ceux des ferrites classiques. On peut citer un ordre de grandeur de 50 à 100 mW/cm³, au point test, pour les alliages les plus performants. Néanmoins, ces matériaux sont peu utilisés du fait de leur coût élevé et de la difficulté de réaliser des circuits magnétiques à partir d'un ruban de quelques dizaines de µm d'épaisseur qui doit, de surcroît, être recuit après formage.

Les seuls composants magnétiques à la base de matériaux amorphes, utilisés de façon industrielle dans le domaine qui nous concerne, sont les inductances saturables destinées aux post-régulations magnétiques, qui exploitent les cycles à fort coefficient de rectitude que permettent d'obtenir ces matériaux. Les circuits magnétiques sont alors de forme torique, obtenue par bobinage d'un ruban.

Les composants passifs

Les composants pour l'électronique sont classés en deux catégories, les composants actifs assurant le transfert d'énergie (amplificateurs de puissance, composants actifs en régime linéaire et/ou commutation) et passifs associés (inductances, capacités, transformateurs) ayant divers rôles comme le stockage temporaire de l'énergie électrique, le filtrage, l'isolation galvanique, le transfert énergétique ainsi que l'adaptation d'impédance.

Les chiffres d'affaire de chacune des deux catégories sont sensiblement les mêmes. Le domaine des composants passifs est essentiellement celui des composants d'interconnexion, d'encapsulation, des condensateurs, des matériaux piézo-électriques ou magnétiques, des résistances linéaires et non linéaires, de la connectique, etc

Fonctions électroniques	Composants
Interconnexion	Circuits imprimés ; Circuits hybrides
Connexion	Connecteurs, relais
Capacitive	Condensateurs
Résistive	Résistances ; Lignes à retard ; Potentiomètres
Inductive	Inductances ; Transformateurs ; Alimentations à découpage
Protection, régulation	Thermistances ; Varistances

Exemples de fonctions assurées par les composants passifs

Certains étages intermédiaires et certaines fonctions telles que les circuits de commande et d'aide à la commutation. Ils assurent également des fonctions de protection comme l'isolation galvanique.

5-2 Les bobinages

Les bobines sont les seuls éléments qu'un utilisateur peut fabriquer à sa convenance en utilisant des noyaux ferromagnétiques standards. Le poids et les dimensions d'une bobine sont généralement beaucoup plus importants que l'ensemble des autres composants d'un circuit. Si on considère un noyau magnétique en forme de toroïde la valeur de l'inductance dépend directement des caractéristiques du noyau et du nombre de spires utilisé pour la fabriquer

$$L = \mu \cdot N^2 \left(\frac{S}{l} \right)$$

- μ : Perméabilité' du matériau magnétique [H/m]
- S : Section d'une coupe perpendiculaire au tore [m^2]
- L : Longueur moyenne du noyau en forme de tore [m]
- N : Nombre de tours de fil.

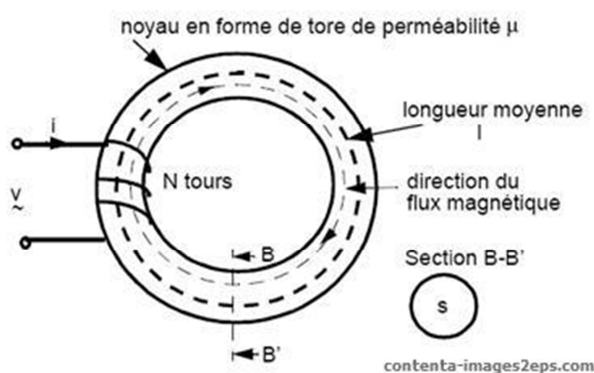


Figure III -4- Inductance réalisée avec un noyau en forme de tore

L'un des principaux problèmes associés à la réalisation de bobinages parcourus par des courants à fréquence élevée est l'accroissement de la résistance apparente des conducteurs. Ce phénomène est lié à une répartition non homogène de la densité de courant dans la section des conducteurs, dès lors que l'on est en régimes alternatif. Une tradition veut que l'on parle d'effet de peau lorsque l'on a affaire à un conducteur isolé et que l'on ajoute une notion d'effet de proximité lorsque plusieurs conducteurs sont associés, comme c'est le cas dans un bobinage. En réalité, il s'agit globalement du même type de phénomène dont la manifestation est différente selon qu'il s'agit d'un conducteur ou d'un groupe de conducteurs.

Il faut insister sur le fait que ces mécanismes existent quelle que soit la fréquence. Leurs influences dépendent, nous allons le voir, du couple section des conducteurs-fréquence de travail, mais peut parfaitement se manifester à la fréquence industrielle de 50 Hz, dans des conducteurs de forte section. La sensibilisation des concepteurs d'alimentations à ce problème provient de son apparition immédiate avec des conducteurs de faible section, du fait de l'importance des fréquences de découpage.

5-2-1 Résistance d'un conducteur en régime alternatif

Afin de mettre en évidence l'aspect physique du problème, nous nous appuyerons sur l'exemple d'un fil de section cylindrique (le classique conducteur émaillé), dont nous supposerons le rayon R_C faible devant sa longueur, ce qui permettra de nous replacer dans les conditions d'étude d'un conducteur de longueur infinie.

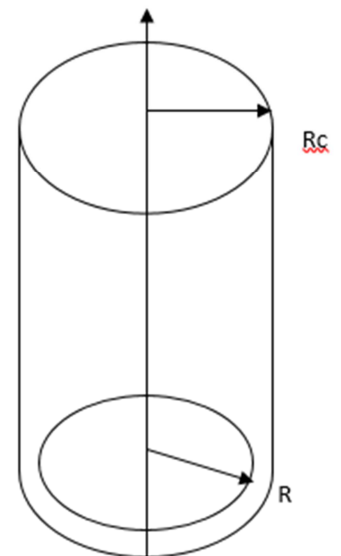
Le schéma d'étude est celui de la figure 4

La description du fonctionnement passe par la résolution des équations de Maxwell-Faraday, dans leurs formes correspondant à un domaine de fréquence pour lequel les courants de déplacement peuvent être négligés :

* $\text{Rot } H = J$ avec les équations constitutive du matériau

* $\text{Rot } \vec{E} = -\frac{\delta \vec{B}}{\delta t}$ $E = \rho J$, avec ρ , la résistivité du matériau

$B = \mu H$, avec μ perméabilité du matériau



Parallèlement, la complexité des calculs dans ce cas simple d'un conducteur isolé présentant une symétrie de révolution permet de souligner toute la difficulté d'estimation des pertes joule dans des configurations plus élaborées.

Ainsi, on comprendra qu'il est très délicat de mener cette opération à bien pour des bobinages dans lesquels le champ est généré par l'ensemble des conducteurs et qui ne présente pas de symétrie particulière.

Ceci est particulièrement vrai dans le cas des inductances au sein desquelles les répartitions spatiales du champ empêchent une approche monodimensionnelle, tendance renforcée par l'existence fréquente d'entrefers dans le noyau magnétique. Par contre, dans le cas des transformateurs, il est possible de mener un calcul monodimensionnel donnant des résultats tout à fait satisfaisants, y compris sur le plan quantitatif

Ce type de matériau n'est donc utilisable qu'à faible sollicitation alternative d'induction, c'est à dire dans les inductances de lissage et filtrage.

Un deuxième groupe largement exploité mais beaucoup moins économique correspond à l'utilisation d'un alliage fer-nickel-molybdène (ce dernier en faible proportion) qui donne à cette famille sa dénomination anglo-saxonne bien connue de " moly permalloy ". Deux principaux types de ces matériaux sont réalisés, présentés par ordre croissant de performances "pertes-fréquence".

Le premier type est sensiblement constitué à parts égales de fer et de nickel.

L'induction à saturation est élevée (1,4T) et les perméabilités relatives sont comprises entre 15 et 200. Les pertes au point test sont toujours de l'ordre de 4W/cm³, pour un matériau de perméabilité relative de 125.

Le second type comporte une forte proportion de nickel (80%) et privilégie les pertes par rapport à l'induction à saturation qui se situe aux alentours de 0,7T. Les perméabilités relatives de cette famille sont comprises entre 15 et 500. On peut donner l'exemple d'une formule d'approximation des pertes pour un tel matériau, présentant une perméabilité de 125 :

$$(P_{\text{fer}})_{\text{vol}} = 33 F (F|10)^{1.3} \cdot (B_m|0.1)^{2.14}$$

(P_{fer})_{vol} en mW/cm³

F en kHz

B_M en Tesla

Si l'on observe cette formule, on constate que les pertes sont toujours beaucoup plus importantes (facteur 3) que celles du ferrite standard cité plus haut. Si ces matériaux sont très adaptés, dans leur principe, à la réalisation des inductances, ils restent essentiellement cantonnés aux noyaux destinés aux inductances de lissage ou de filtrage, du fait de ces niveaux de pertes.

On peut trouver ces matériaux essentiellement sous forme de tores, de E et de U.

1.2.2 Les composants passifs intégrés

Comme son nom l'indique, un composant passif intégré est l'association de plusieurs composants passifs (inductances et condensateurs) intégrés dans un même boîtier (Figure1) Bien sûr, il faut penser à rajouter des connexions internes, des bornes de sortie, un boîtier. Il faut noter que tous les composants passifs réels présentent un caractère hybride ; les inductances

Un composant est dit passif lorsqu'il ne permet pas d'augmenter la puissance d'un signal (dans certains cas, le composant réduit la puissance disponible en sortie, souvent par effet Joule) : résistance, condensateur, bobine ainsi que tout assemblage de ces composants.

De plus en plus apparaissent des *composants* qui sont des modules ou assemblages de composants actifs et passifs. On les compte alors soit dans les actifs soit comme des circuits électroniques.

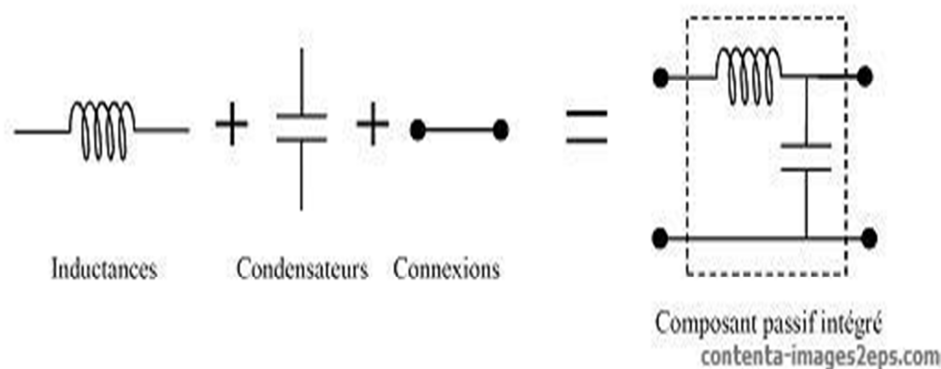


Figure-5-.Définition d'un composant passif intégré

La modélisation des composants passifs hybrides peut s'inspirer de travaux antérieurs concernant les composants passifs discrets. Enfin, il nous paraît essentiel de faire remarquer que les composants passifs hybrides ne sont que la suite logique de dispositifs qui, eux aussi, utilisent le couplage intime entre phénomènes magnétiques et capacitifs : les lignes de transmissions. Autrement dit, il est possible de concevoir les composants hybrides comme des lignes de transmissions.

Conclusion

Toute réalisation pratique dans le domaine technique, doit d'abord passer par la compréhension de la forme théorique.

Le fil directeur de ce mémoire concerne l'étude théorique de deux types d'alimentations avec leurs différents aspects. Cela dit, nous avons réussi à comprendre l'étude de fonctionnement des alimentations linéaires et alimentation à découpage, tout en se basant sur cette dernière, car, elle nous révèle beaucoup d'avantages sur le point de vue technique et économique. Sur le point de vue technique, une alimentation à découpage possède un rendement beaucoup plus élevé qu'un régulateur linéaire, du fait du principe même de fonctionnement, mais ce rendement amélioré n'est possible que sur une partie de charge (ou intensité) donnée.

Si l'intensité demandée est trop faible, le rendement de l'alimentation à découpage s'écroule de 10% à 20% alors que dans sa partie de fonctionnement maximum le rendement est facilement supérieur à 70% et peut souvent atteindre plus de 90%.

Nous espérons que ce travail sera un support pour les futures promotions.

Livres

1. Les convertisseurs de l'électronique de puissance.

- Robert BAUSIERE
- Francis LABRIQUE
- Guy SEGUIER
- Edition : Lavoisier
- Année : 1992

2. Alimentation à découpage Convertisseur à résonance.

- Jean-Paul FERRIEUX
- François FOREST
- Edition : DUNOD
- Année : 1999

3. Cours d'électrotechnique , Tome 2 , Machine à courant continu

- Milsant.F
- Année : 1981

4. Cours d'électrotechnique Tome 4 , contre réalisation oscillation alimentation

- Milsant .F
- Année : 1978

Liens Internet :

1. <https://www.wikipedia.org>
2. <https://www.astuces-pratiques.fr/electronique/alimentation-a-decoupage-principe>
3. <https://www.tomshardware.fr/articles/Fonctionnement-d-une-alimentation-1ere-partie,2-265-2.html>
4. http://www.sen-av.net/article.php3?id_article=16

Mémoires:

1. Etude et réalisation d'une alimentation à découpage 24V 5A

Auteurs : Mr : Ourabi ;Mr : Hamitouche FGEI UMMTO 2007-2008

2. Alimentation non sinusoïdale ; Moteur linéaire

Auteur : Brihmat Fazia FGEI UMMTO 2007-2008

Liens PDF

- 1. Alimentation à découpage (Jean-Yves LE CHENADEC)**
- 2. METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'UNE ALIMENTATION A DECOUPAGE**

Jean Schutz