

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche
scientifique

جامعة بلحاج بوشعيب - عين تموشنت

Université Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent

Institut de Technologie

Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de Master II en :

Domaine : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : COMMANDES ELECTRIQUES

Thème

Etude des alimentations électriques a isolation galvanique.

Présenté Par :

1) BELATBI Nadir Adnane.

2) ASKAR Nadjib.

Devant les jurys composés de :

Pr YOUNES Mohamed	PR	C.U.B.B (Ain Témouchent)	Président
Mr. AYACHE Zouaoui	M .A.A	C.U.B.B (Ain Témouchent)	Encadrant
Dr ZEGAI Med Amine	MCA	C.U.B.B (Ain Témouchent)	Examineur

Année universitaire : 2020/2021

REMERCIEMENTS

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

On remercie dieu le tout puissant de nous avoir donné la santé et la volonté d'entamer et de terminer ce mémoire.

Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide et l'encadrement de « **Mr AYACHE Zouaoui** », on le remercie pour la qualité de son encadrement exceptionnel pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité durant notre préparation de ce mémoire.

*Nos remerciements s'adressent également, aux membres du jury « **Pr YOUNES Mohamed** » et « **Dr ZEGAI Med Amine** », qui nous ont fait l'honneur d'être des examinateurs de notre mémoire et qui ont consacré du temps pour lire, évaluer et examiner ce présent travail.*

Merci

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail :

À Celle à qui mon cœur depuis sa naissance n'a pas pu éprouver qu'amour et reconnaissance, à celle qui a donné un sens à mon existence en m'offrant une éducation digne de confiance

À ma chère Maman.

À le symbole de sacrifice et courage mon père, pour son soutien moral depuis mon enfance.

Père merci.

À mes frères et mes sœurs.

À mes neveux et nièce.

À mes beaux frères.

À tous et toutes mes ami(es).

BELATBI Nadir Adnane

Je dédie ce travail :

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et Leurs prières tout au long de mes études.

A mes chères sœurs, pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral.

A mes chers frères et mes amis proches, Habib Ishak Tarek Akram Sidahmed Pour leur appui et leur encouragement.

A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

ASKAR Nadjib

Sommaire

Introduction Générale.....	1
1 Alimentation Electrique	3
1.1 Introduction	3
1.2 Fonction des Alimentation électriques :	3
1.3 Alimentations électriques à régulateur linéaire :	3
1.4 Alimentations électriques à découpage :	5
1.5 Alimentation électrique isolée :	6
1.5.1 Convertisseur isolé de Buck :	8
1.5.2 Convertisseur isolé de Boost :	11
1.5.3 Autres convertisseurs isolés :	14
1.6 Conclusion :	16
2 CONVERTISSEUR FLYBACK :	17
2.1 Introduction :	17
2.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE FLYBACK :	18
2.3 Modes de Fonctionnement (étude simplifiée) :	18
2.3.1 Mode continue :	19
2.3.2 Mode Discontinu :	24
2.4 Modélisation du convertisseur Flyback :	26
2.4.1 Modèle AC à petit signal sans parasites dans CCM (mode continue) :	26
2.4.2 Modèle AC à petit signal avec parasites dans CCM (mode continue) :	31
2.5 Conclusion :	38
3 Simulation d'un convertisseur Flyback	40
3.1 Introduction	40

Sommaire

3.2	Processus de calcul de l'alimentation et de choix des composants:.....	40
	Calcul de la tension aux bornes d'interrupteur :	42
3.3	Conception du régulateur de tension	42
3.3.1	Contrôleur PI.....	43
3.4	Convertisseur Flyback avec régulateur PID :.....	45
3.5	Conclusion :.....	51
	Conclusion générale :	53
	Bibliographie	49

Liste des figures

Figure 1-1 : Un schéma de principe typique d'une alimentation de régulateur linéaire	4
Figure 1-2 : Schéma fonctionnel d'une alimentation à découpage avec plusieurs sorties.	6
Figure 1-3 Modèle de transformateur idéal	7
Figure 1-4 Configurations du transformateur :	7
Figure 1-5 Convertisseur Buck isolé.	8
Figure 1-6 Convertisseur Buck isolé "Convertisseur Forward"	9
Figure 1-7 Convertisseur Buck « Demi-pont »	10
Figure 1-8 : Convertisseur Pont-complet (Full-Bridge)	10
Figure 1-9 : Convertisseur Buck Push-Pull	11
Figure 1-10 : Convertisseur Flyback	12
Figure 1-11 : Convertisseur Boost Demi-Pont (Half-bridge)	13
Figure 1-12 : Convertisseur Boost Pont-complet (Full-bridge).	13
Figure 1-13 Séquences de commutation.	14
Figure 1-14 Convertisseur Cuk isolé.	15
Figure 1-15 les deux circuits équivalents pour le Convertisseur Cuk isolé	16
Figure 2-1 : Schéma de base d'un convertisseur Flyback	18
Figure 2-2 : Convertisseur Flyback en état de magnétisation.	19
Figure 2-3 : Convertisseur Flyback en état de démagnétisation	21
Figure 2-4 magnétisation et démagnétisation de transformateur	23
Figure 2-5 Les formes d'ondes du convertisseur flyback	23
Figure 2-6 : Convertisseur Flyback. -a- état ON. -b- état OFF.	26
Figure 2-7 : Convertisseur en éléments parasites. a- état ON. b- état OFF	32
Figure 3-1 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert $G_{vd}(s)$	43
Figure 3-2 : diagramme de Bode des Fonctions de transfert $G_{vd}(s)$ et $C(s)$	44
Figure 3-3 : Action du régulateur sur convertisseur flyback	45
Figure 3-4 : Le schéma Simulink du convertisseur flyback avec contrôleur	46
Figure 3-5 : Graphe de tension de la charge (Sortie)	46

Liste des figures

Figure : 3-6 :Erreur de tension avec régulateur PID	47
Figure 3-7 Courant contrôler par régulateur PID.....	48
Figure 3-8 courant d'interrupteur	48
Figure 3-9 Tension d'interrupteur	49
Figure 3-10 : Tensions primaire de transformateur.....	49
Figure 3-11 : Tensions secondaire de transformateur.	50
Figure 3-12 : Tension à travers la diode	50
Figure 3-13 : Courant à travers la diode.....	51

.

Liste des Tableaux

Tableau 2-1 : paramètres des fonctions de transfert.....	38
Tableau 3-1 les paramètres du convertisseur Flyback	41

LISTES NOTATIONS ET SYMBOLES

V_{in}, V_e : les tensions d'entrées.

V_o, V_s : les tensions de sorties.

V_{ref} : tension de référence.

V₀ : la tension de sortie souhaitée.

V_p : tension primaire de transformateur.

V_s : tension secondaire de transformateur.

V_L : tension aux bornes d'inductance.

I_p : courant primaire.

I_s : courant secondaire.

I_L : courant d'inductance.

I_D : courant de la diode.

V_D : tension aux bornes de la diode.

α , d : rapport cyclique.

K : rapport de transformation.

I_{im} : courant minimum.

I_{IM} : courant maximum.

L_p : inductance primaire de transformateur.

L_s : inductance secondaire de transformateur.

F : fréquence.

Notations et Symboles

Cst : constant.

d/dt : dérivée.

W : énergie stockée.

CC : le courant continu.

AC : le courant alternatif.

L : inductance.

R : résistance.

C : capacité.

T : Transformateur.

S : interrupteur (Switch).

D : diode.

n1 : nombres de spires au primaire.

n2 : nombres de spires au secondaire.

Pe : puissance d'entrée.

Ps : puissance de sortie.

I_{eff} : courant efficace.

L_m : inductance de magnétisation.

V_g : tension de générateur alternatif.

V_c : tension de condensateur.

K_{v1} : loi de tension de Kirchhoff.

K_{c1} : loi de courant de Kirchhoff.



Introduction Générale

Introduction Générale

Une alimentation électrique est un système fournissant de l'électricité à des appareils électriques. Ce système permet de garantir que l'alimentation électrique des appareils correspond bien à leurs besoins quels que soient les paramètres du réseau électrique.

Les alimentations sont divisées en deux : Alimentation électrique à régulateur linéaire qui fournit une ou plusieurs tensions continues stabilisées, ce type d'alimentation offre un mauvais rendement aussi leur structure très encombrée et lourd.

L'alimentation électrique à découpage est l'une des alimentations les plus utilisés aujourd'hui. N'importe quel PC possède une alimentation capable de débiter 250 ou 300W en occupant un volume inférieur à une alimentation linéaire classique.

Une alimentation à découpage est un convertisseur statique continu-continu (DC-DC) qui exploite un circuit magnétique (transformateur) pour réaliser l'isolation galvanique et assurer le transfert d'énergie entre une source (réseau alternatif redressé et filtré, batterie d'accumulateurs) et une charge.

En effet, on trouve ces convertisseurs dans de nombreuses applications à différents niveaux de puissance. Par exemple, ils ont occupé une place importante dans les sources d'alimentation des ordinateurs portables, les téléphones mobiles, les appareils électroménagers à des faibles puissances (quelques watts), à des puissances moyennes (quelques centaines de watts) dans des alimentations industrielles, et aussi à des fortes puissances (quelques kW) pour des applications de soudage électrique. Les convertisseurs DC-DC sont utilisés dans l'environnement industriel et domestique. Grâce à leur rendement de plus en plus élevé, leur encombrement, leur poids et leur coût réduits.

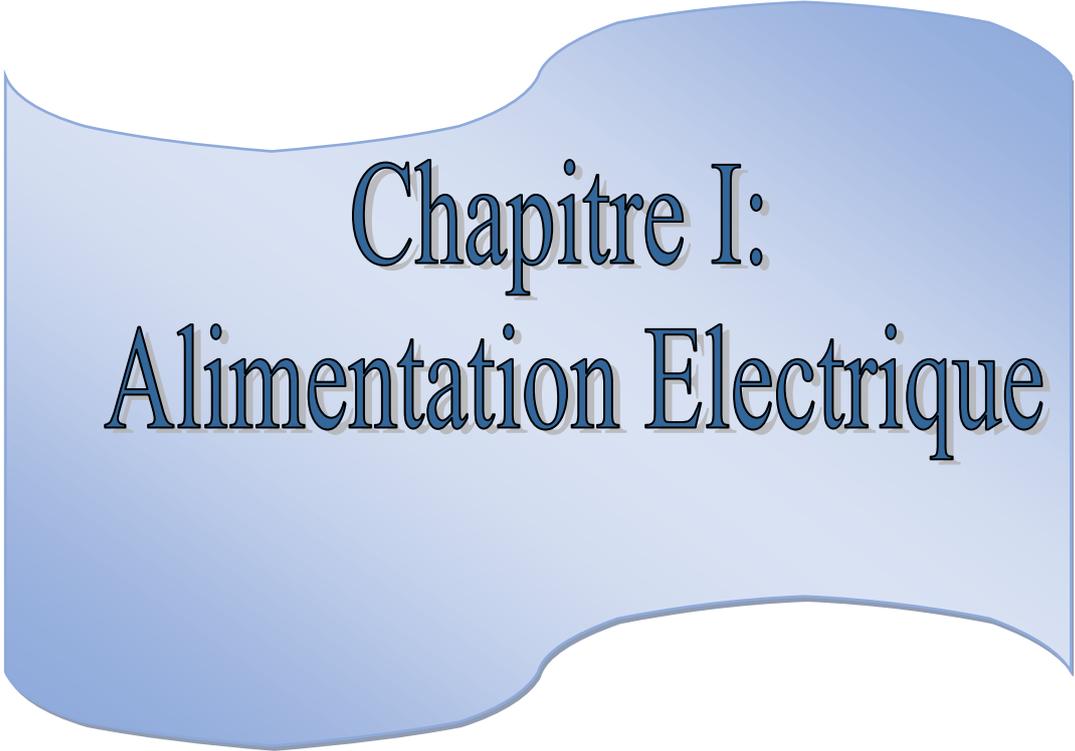
Cette mémoire est divisée en trois parties :

Le premier chapitre intitulé généralité sur les alimentations électriques explique leurs deux catégories (L'alimentation électrique à régulateur linéaire et l'alimentation électrique à découpage) et présente aussi les différents types des alimentations (convertisseurs) électriques isolés.

Le deuxième chapitre est consacré à l'analyse du convertisseur flyback et son principe de fonctionnement et présente aussi les différentes modes de conduction (conduction continu et discontinu). Un mode d'équation d'état et fonction de transfert du convertisseur détailler flaybak et donner.

Le troisième et dernier chapitre est réservé à réaliser la simulation du convertisseur flyback avec les résultats de simulation obtenus sur l'outil Matlab/Simulink.

Enfin, on terminera notre mémoire avec une conclusion générale qui résumera l'intérêt de notre étude.



Chapitre I: Alimentation Electrique

Alimentation Electrique

1.1 Introduction

Une alimentation est un dispositif qui fournit une tension aussi indépendante que possible du courant débité à partir d'une source d'énergie, L'alimentation doit avoir une impédance de sortie nulle et doit respecter $V_s = V_0$ quel que soit I , où V_0 est la tension de sortie souhaitée. Pour fonctionner correctement, tous les montages électroniques exigent une alimentation continue les alimentations sont divisées en deux catégories linéaires ou à découpage :

Les alimentations linéaires les plus anciennes ont l'avantage d'être simples et relativement stables mais qui ont un faible rendement. Les alimentations à découpage ne cessent d'évoluer et d'être présentes dans la plupart des domaines industrielles et domestiques. Les alimentations à découpage utilisent les principes des convertisseurs d'énergie continu/continu. Elles sont partout (TV, chargeurs d'ordinateurs et téléphones portables, chaîne HIFI, ...). Elles fonctionnent à des fréquences supérieures à 20 kHz.

1.2 Fonction des Alimentation électriques :

La fonction des alimentations électrique est de fournir aux équipements électriques une énergie électrique nécessaire à leurs fonctionnements. Dans la plupart des cas, l'alimentation électrique transforme les caractéristiques de l'énergie livrée par le réseau électrique pour les adapter aux conditions de fonctionnement des équipements électrique (le fonctionnement des équipements électrique nécessite en général une alimentation sous Très Basse Tension Continue).

1.3 Alimentations électriques à régulateur linéaire :

Pendant de nombreuses années, la plupart des alimentations disponibles sur le marché bénéficié de régulateur de type linéaire. En général dans ce type d'alimentation un élément

semi-conducteur actif est utilisé comme résistance variable pour dissiper la tension indésirable ou excessive.

Un schéma de principe typique d'une alimentation à régulateur linéaire est illustré à la Figure 1-1. L'entrée est formée d'un transformateur T_1 de 50 ou 60 Hz, utilisé pour fournir une isolation électrique et pour augmenter ou abaisser la tension de ligne. Suivi d'un pont redresseur pour convertir le courant alternatif d'entrée (AC) en un courant continu de sortie (CC).

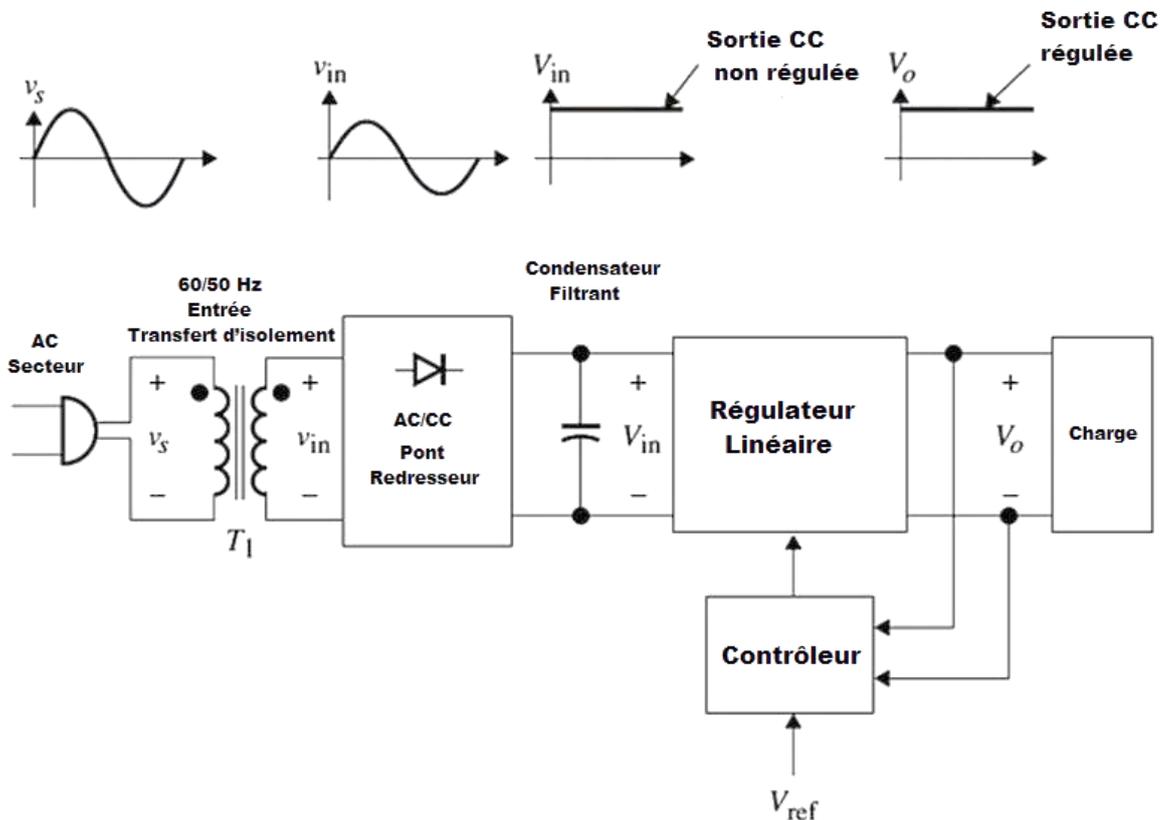


Figure 1-1 : Un schéma de principe typique d'une alimentation de régulateur linéaire

Un condensateur de grande capacité est ajouté à l'entrée du régulateur linéaire. L'entrée du régulateur linéaire (V_{in}) est une tension continue non stabilisée, donc elle ne peut pas être utilisée pour entraîner la charge directement. La tension continue à la sortie (V_o) est stable et régulée à l'aide d'un circuit de régulation linéaire Figure 1-1.

Malgré le fait que les régulateurs linéaires sont simples à utiliser et à fournir un contrôle acceptable, avec un faible teneur en ondulation dans les composants, leurs inconvénients sont si nombreux que leur utilisation pratique est limitée. Ce type de dispositif entraîne une grande quantité de puissance dissipée dans l'élément actif, ce qui peut entraîner une chute de l'efficacité de 40%.

En raison de leurs pertes de puissance élevées due à une dissipation thermique élevée, produisant une faible puissance à la sortie qui justifie leur faible rendement. Les régulateurs linéaires ne sont plus utilisés dans les applications à moyenne et haute puissance depuis le début des années 1970 à cause de l'introduction des convertisseurs DC-DC à découpage sur le marché.

1.4 Alimentations électriques à découpage :

Le développement du commutateur à semi-conducteur de puissance a permis aux ingénieurs en électronique de puissance de concevoir des alimentations avec des rendements beaucoup plus élevés que les alimentations à régulateur linéaires. Les transistors étant utilisés comme dispositifs de commutation, ces alimentations sont appelées alimentations à découpage ou simplement convertisseurs à découpage. Ces dernières années, les convertisseurs à découpage sont devenus très populaires en raison des progrès récents de la technologie des semi-conducteurs. Aujourd'hui, les dispositifs de commutation sont disponibles avec des vitesses de découpage très élevées et des capacités de gestion de puissance très élevées. Il est possible de concevoir des alimentations à découpage avec un rendement supérieur à 90% avec un faible coût et une taille relativement petite et un poids léger.

Contrairement aux régulateurs linéaires, les alimentations à découpage Figure 1-2 **Error! Reference source not found.** utilisent des dispositifs à semi-conducteurs de puissance pour fonctionner soit à l'état passant (saturation ou conduction) soit à l'état bloqué (coupure ou non conduction).

Généralement on distingue deux types d'alimentation à découpages

- Alimentation à découpage non isolée

- Alimentation à découpage à isolation galvanique

Cette étude est basée sur les alimentations à découpage à isolation galvanique Figure 1-2

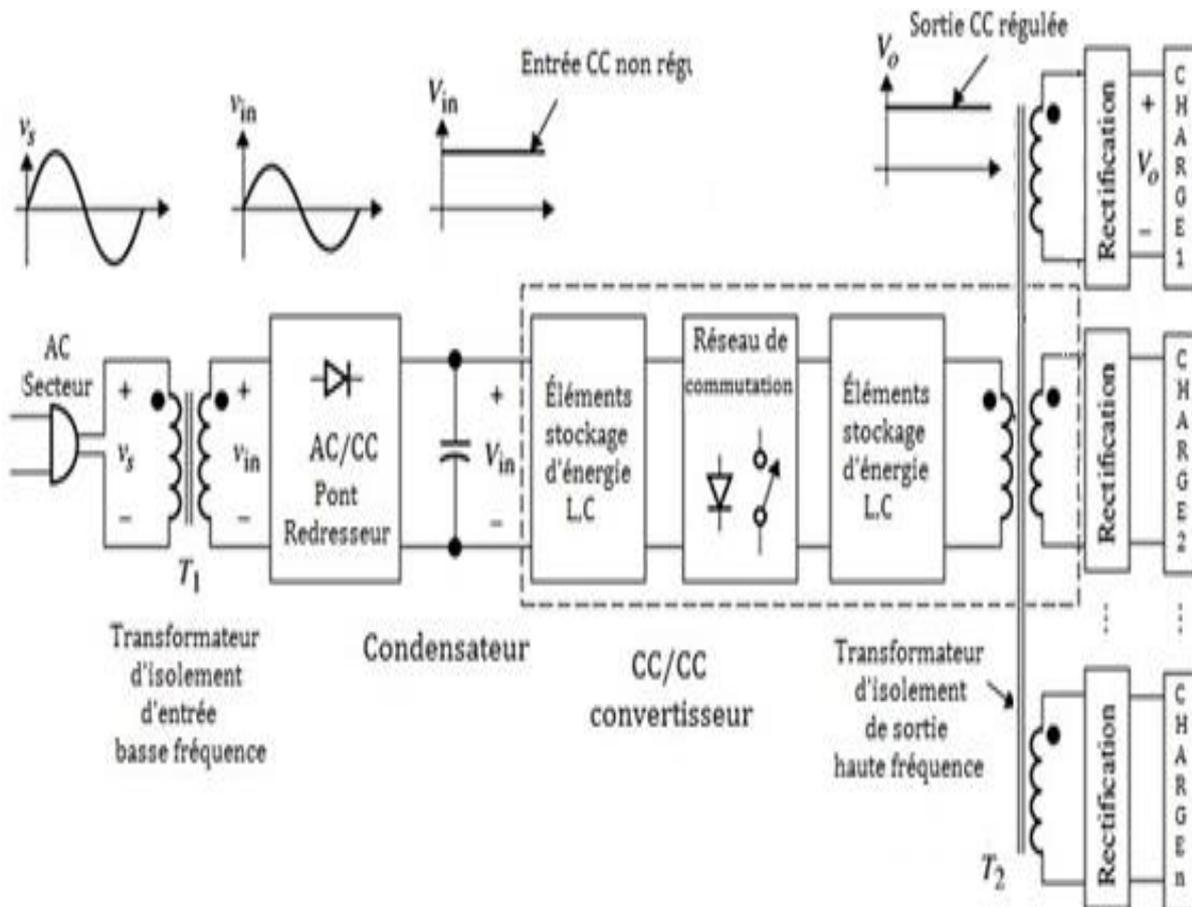


Figure 1-2 : Schéma fonctionnel d'une alimentation à découpage avec plusieurs sorties

1.5 Alimentation électrique isolée :

Une alimentation électrique isolée utilise un transformateur d'isolation pour réaliser l'isolation galvanique entre les sections d'entrée et de sortie Figure 1-3. Les transformateurs transfèrent simplement l'énergie entre les bobines en utilisant le champ magnétique généré par un courant alternatif dans un solénoïde. La tension est augmentée ou diminuée selon les besoins d'énergie en aval.

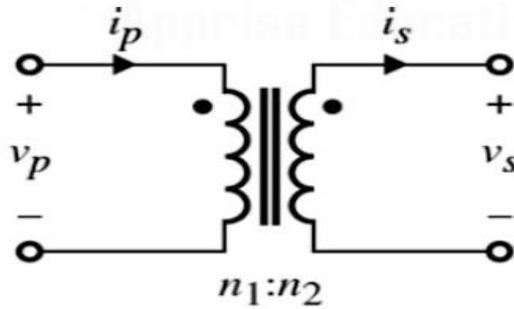


Figure 1-3 Modèle de transformateur idéal

L'avantage de l'isolation avec un transformateur est qu'il n'y a pas de connexion électrique directe entre les bobines d'entrée et de sortie du transformateur, les conducteurs de chaque côté ne se touchent pas. L'énergie est uniquement transférée entre les bobines par induction. Cela permet de protéger tout ce qui se trouve en aval du transformateur contre la haute tension/courant à l'entrée, ou, en d'autres termes de "l'isoler".

La relation entre la tension V_p et le courant i_p d'entrées, sorties (V_s, i_s) et nombre de spires est donnée par la formule suivante :

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{n_1}{n_2}, \frac{i_p}{i_s} = \frac{n_2}{n_1} \quad (1.1)$$

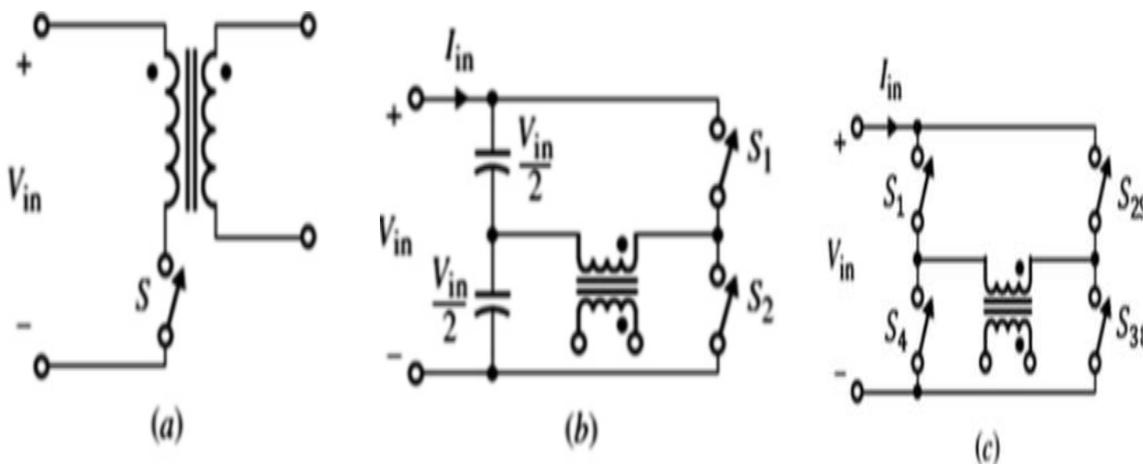


Figure 1-4 Configurations du transformateur : (a) asymétrique, (b) demi-pont, (c) pont complet

L'efficacité est un point essentiel à évaluer dans une alimentation électrique isolée. Tous les transformateurs présentent des pertes, à la fois sous forme de chaleur dissipée dans le bobinage et sous forme de magnétisation alternée dans le noyau. Le matériau magnétique du noyau (généralement du fer ou un alliage ferromagnétique à base de fer) est magnétisé en va-et-vient lorsque le courant alternatif d'entrée oscille. Le champ magnétique créé par l'entrée AC est très important, il peut provoquer une saturation de l'aimantation dans le noyau, ce qui limite la puissance de sortie (diminue le rendement) et crée des pertes plus importantes dans le noyau.

1.5.1 Convertisseur isolé de Buck :

En fonction de l'emplacement où le transformateur d'isolement est inséré dans le convertisseur abaisseur de base (Buck) et du type de transformateur d'isolement, plusieurs topologies de convertisseur dérivées de Buck de base Figure 1-5 peuvent être dérivées, celles-ci (les topologies) varient en complexité et en fonctionnalités. Les dérivés du convertisseurs Buck- les plus populaires sont :

- Convertisseur Buck direct asymétrique (**Forward**).
- Convertisseur Buck Demi-pont.
- Convertisseur Buck pont complet.
- Push-pull et les convertisseurs Weinberg.

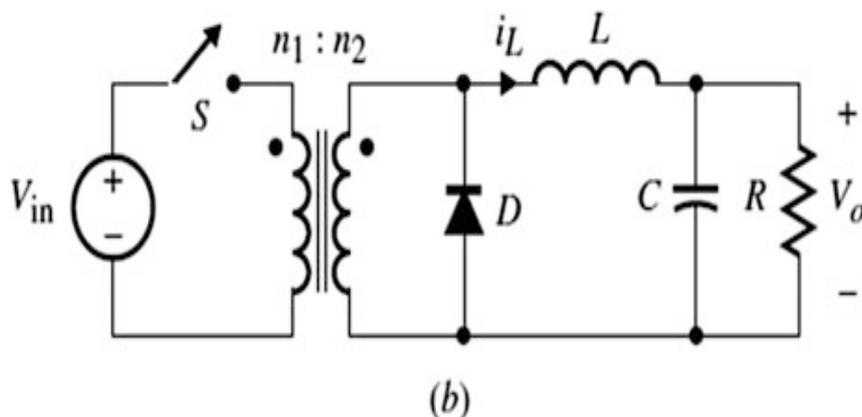


Figure 1-5 Convertisseur Buck isolé.

A. Convertisseur Forward :

Un convertisseur Forward est une alimentation à découpage avec isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Contrairement à la structure Flyback, le couplage se fait par un transformateur et non par des inductances couplées. Le rôle du circuit magnétique n'est pas de stocker de l'énergie magnétique mais de la transférer directement.

La structure de base du convertisseur forward Figure 1-6 est unidirectionnelle, la puissance est transférée uniquement de la source vers la charge. C'est le plus simple dc-dc convertisseur isolé utilisant un interrupteur et deux diodes. Ce circuit est communément appelé un convertisseur direct.

Comme dans la structure Flyback, le composant magnétique d'isolement fonctionne à haute fréquence, ce qui permet de réduire sa taille, et donc la taille globale du convertisseur.

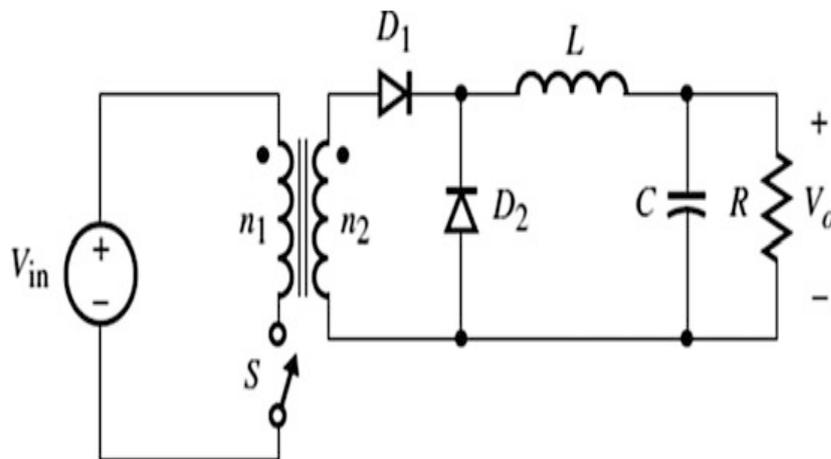


Figure 1-6 Convertisseur Buck isolé "Convertisseur Forward"

B. Convertisseur Buck Demi-pont (Half-bridge) :

Une autre façon d'éviter le problème de saturation du transformateur consiste à utiliser des topologies de convertisseur demi-pont Figure 1-7 et pont complet pour générer des formes d'onde CA symétriques sur le côté primaire du transformateur. De cette manière, le flux du noyau est excité de manière bidirectionnelle, ce qui se traduit par une meilleure utilisation du noyau, conduisant à son tour à une augmentation de la puissance nominale.

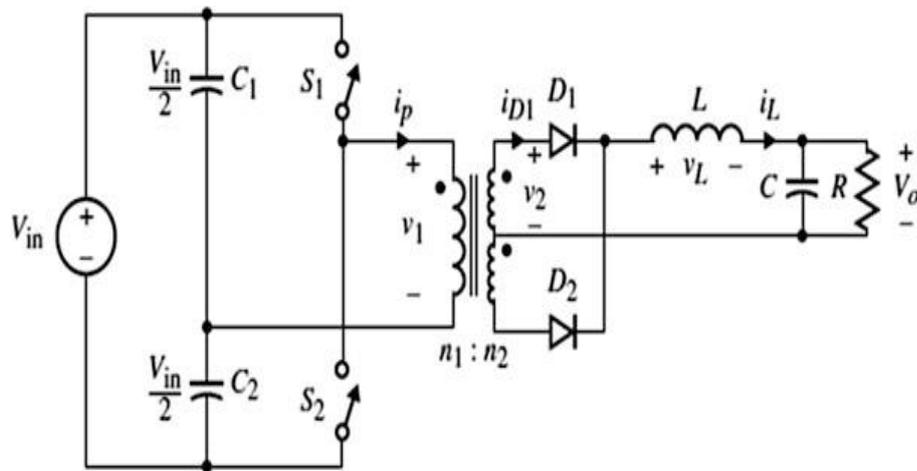


Figure 1-7 Convertisseur Buck « Demi-pont »

C. Convertisseur Pont-complet (Full-Bridge) :

La configuration en pont complet (Full-Bridge) est généralement utilisée dans les alimentations à découpage à des niveaux de puissance d'environ 750 W et plus. Il n'est généralement pas utilisé à des niveaux de puissance inférieurs en raison de ses parties élevées (transistors) et leurs circuits de commande associés sont nécessaires, le convertisseur Full-bridge Figure 1-8 est utilisé dans les applications à haute tension d'entrée, car les dispositifs de commutation de puissance ne doivent bloquer que V_{in} .

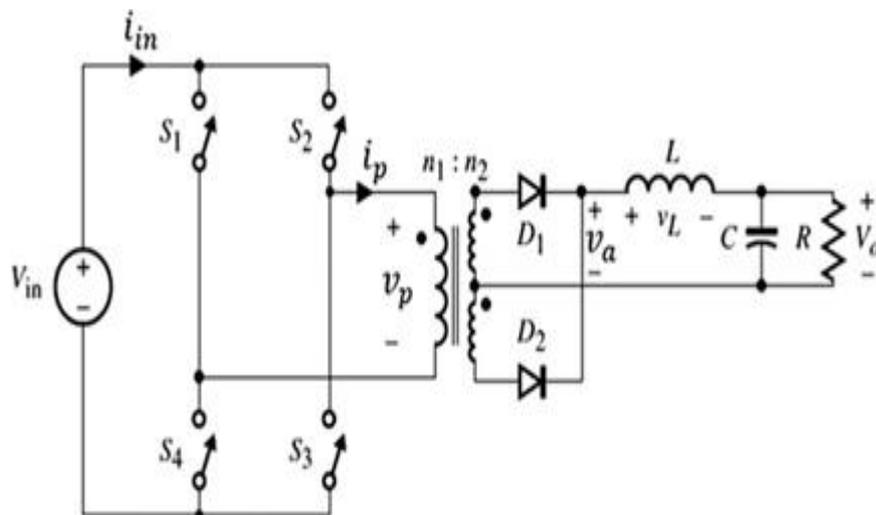


Figure 1-8 : Convertisseur Pont-complet (Full-Bridge)

D. Convertisseur Push-Pull :

Le circuit de convertisseur Push-Pull utilise deux commutateurs actifs. Il utilise le transformateur pour la mise à l'échelle de la tension et l'isolation électrique, et l'inductance de sortie est utilisée pour le stockage d'énergie.

Contrairement à la conception du transformateur pour le convertisseur Forward dans le convertisseur push-pull Figure 1-9, le transformateur est utilisé comme un élément idéal. Étant donné que S1 et S2 partagent le courant, le convertisseur push-pull est utilisé pour les applications à plus forte puissance par rapport aux convertisseurs Forward.

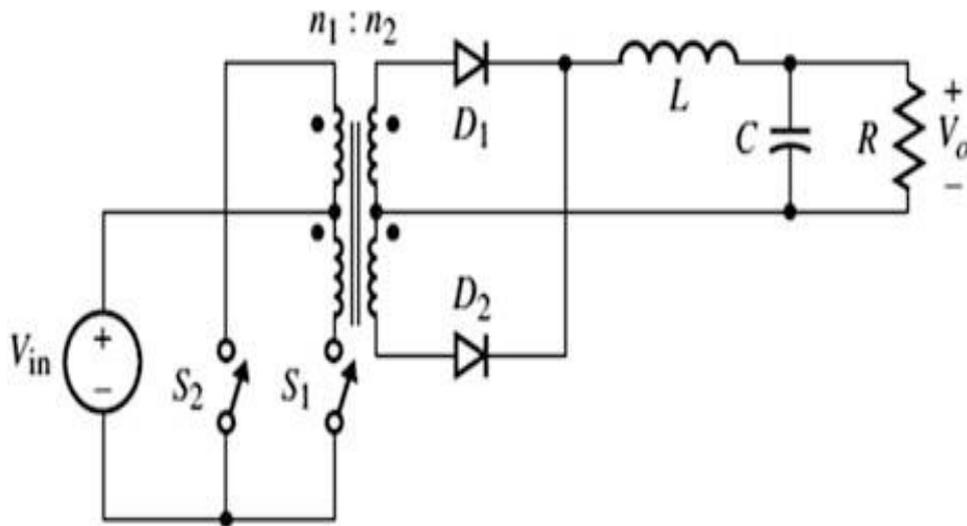


Figure 1-9 : Convertisseur Buck Push-Pull

1.5.2 Convertisseur isolé de Boost :

Ces convertisseurs trouvent un certain emploi dans les alimentations haute tension, ainsi que dans les applications de redresseurs à faibles harmoniques.

A. Convertisseur Flyback :

La topologie du circuit pour le convertisseur flyback est indiquée dans Figure 1-10. Ce convertisseur est l'un des convertisseurs isolés de mode commutateur les plus courants.

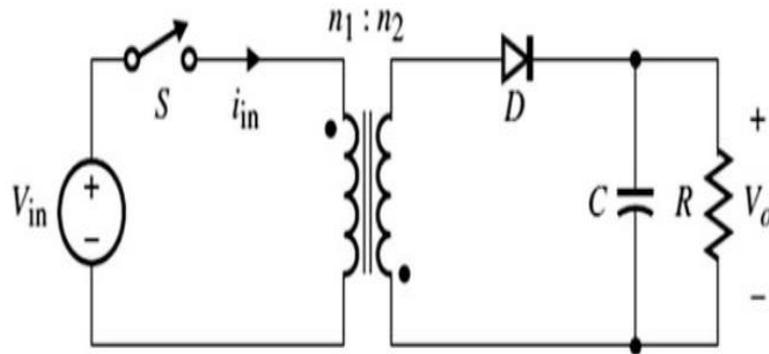


Figure 1-10 : Convertisseur Flyback

Le transformateur représenté dans cette topologie sert d'étape vers la haute tension d'entrée, inverse la polarité de tension de sortie, fournit l'isolement électrique, et fournit un stockage d'énergie pendant l'opération. Puisque toute l'énergie obtenue de la source est d'abord stockée dans le transformateur, puis transmise à la charge, ce convertisseur est également connu comme un convertisseur de stockage d'énergie, les convertisseurs Flyback sont normalement conçus avec plusieurs transformateurs de sortie à bobines multiples. Pendant la période d'allumage, l'énergie est stockée dans l'inducteur magnétique et du côté de la sortie pendant la période d'éteignement. Pour que la diode conduise seulement pendant la période hors période (OFF) pendant laquelle l'énergie est transférée à la production, les polarités des enroulements du transformateur sont inversées.

Une application populaire pour le convertisseur flyback Figure 1-10 est dans les écrans de télévision, en haute tension de sortie est nécessaire. Ceci peut être obtenu en utilisant un rapport de tour transformateur n_2/n_1 . Contrairement au convertisseur Forward, le convertisseur Flyback n'a pas besoin d'un inducteur de sortie, il n'utilise qu'une seule diode et ne souffre pas d'un problème de saturation de base.

B. Convertisseur Boost Demi-Pont (Half-bridge) :

En raison de la présence d'une inductance d'entrée en série avec la source de tension continue, la mise en œuvre du circuit du convertisseur en demi-pont nécessite un transformateur à prise centrale. Figure 1-11 montre une inductance discrète et une mise en œuvre d'un transformateur à prise centrale du convertisseur dérivé de l'amplification en demi-pont.

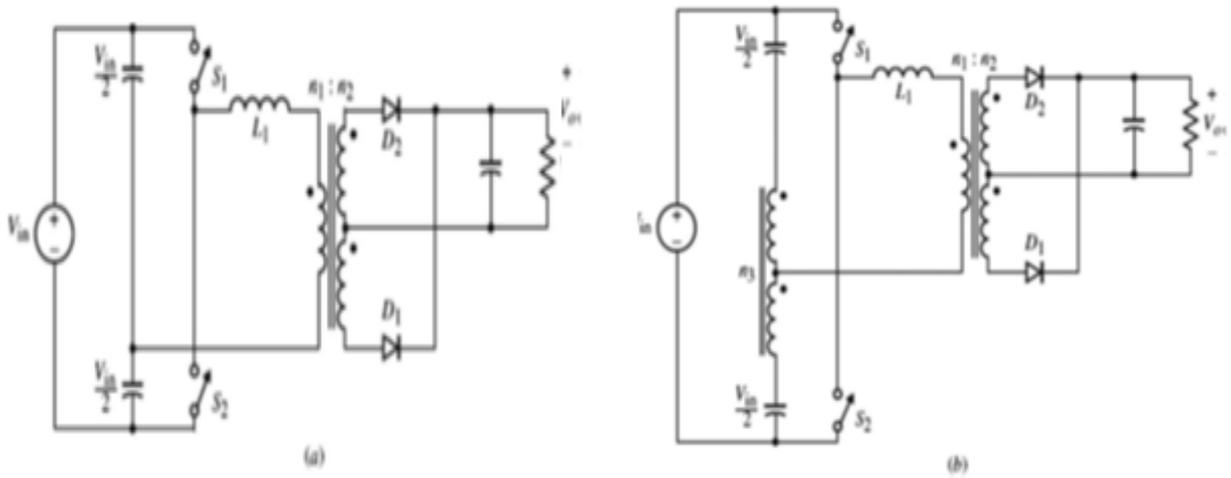


Figure 1-11 : Convertisseur Boost Demi-Pont (Half-bridge)

C. Convertisseur Boost Pont-complet (Full-bridge) :

Le principal avantage de la configuration du pont complet Figure 1-12 est que son matériau de base est mieux utilisé, la densité du champ magnétique change de 0 à +Bsat, tandis que l'excitation de base varie entre +Bsat et -Bsat pour la configuration complète du pont. Il y a plusieurs séquences de commutation pour Figure 1-12 qui se traduira par un cycle de service supérieur à 50 %. La Figure 1-13 montre deux séquences de commutation possibles.

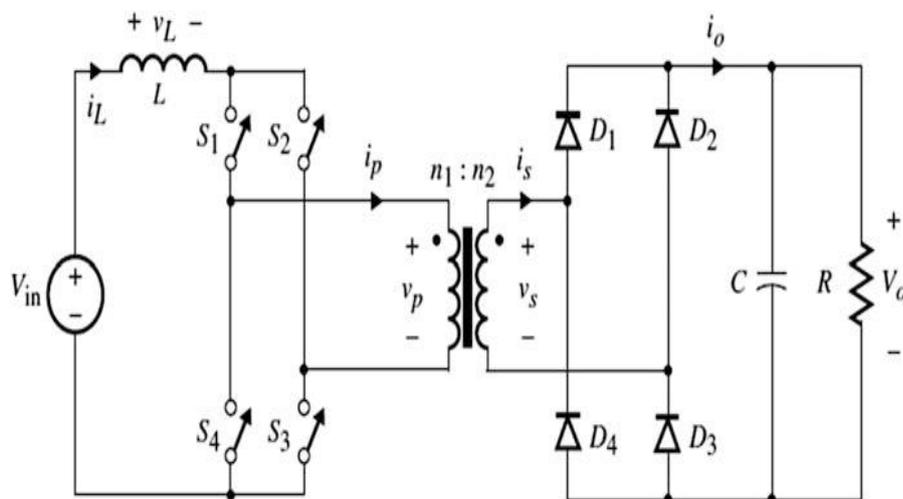


Figure 1-12 : Convertisseur Boost Pont-complet (Full-bridge).

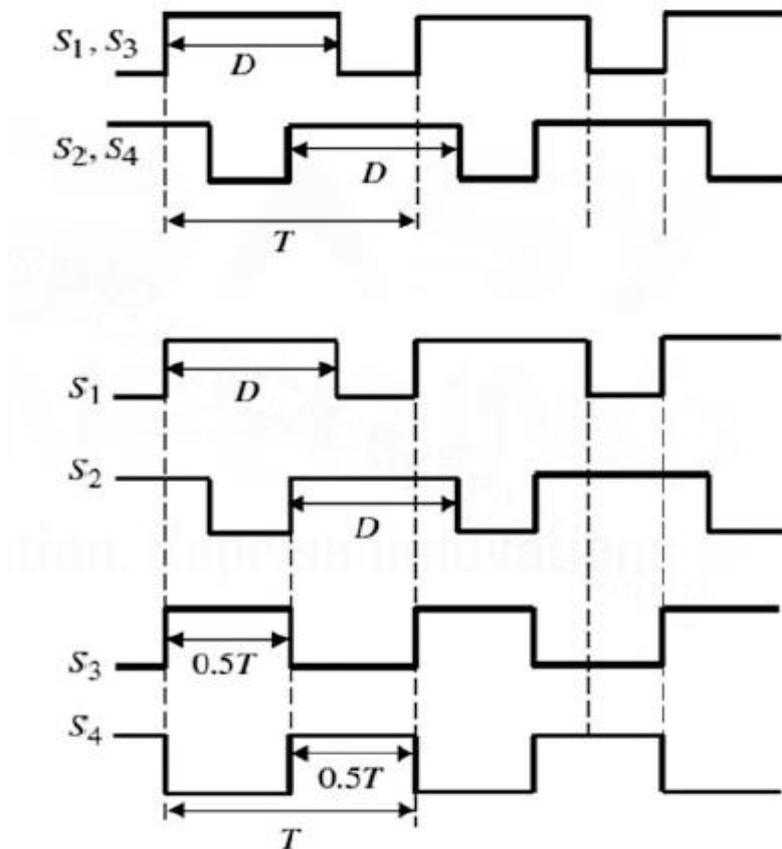


Figure 1-13 Séquences de commutation

1.5.3 Autres convertisseurs isolés :

En plus des circuits présentés jusqu'à présent, il existe de nombreux autres convertisseurs isolés, nous allons considérer un exemple : le convertisseur Cuk

- **Convertisseur Cuk isolé :**

Un convertisseur Cuk est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. Au contraire des autres types de convertisseurs, qui utilisent une inductance, un convertisseur Cuk utilise un condensateur pour stocker de l'énergie. Le condensateur de stockage du convertisseur est divisé en deux condensateurs de série C1 et C2 comme indiqué Figure 1-14. La tension de sortie reste négative puisque les enroulements primaires et secondaires du transformateur ont les mêmes polarités. Tirons l'expression pour le gain de

tension. Supposons que le convertisseur fonctionne en mode conduction continue. Comme les convertisseurs push-pull et pont complet.

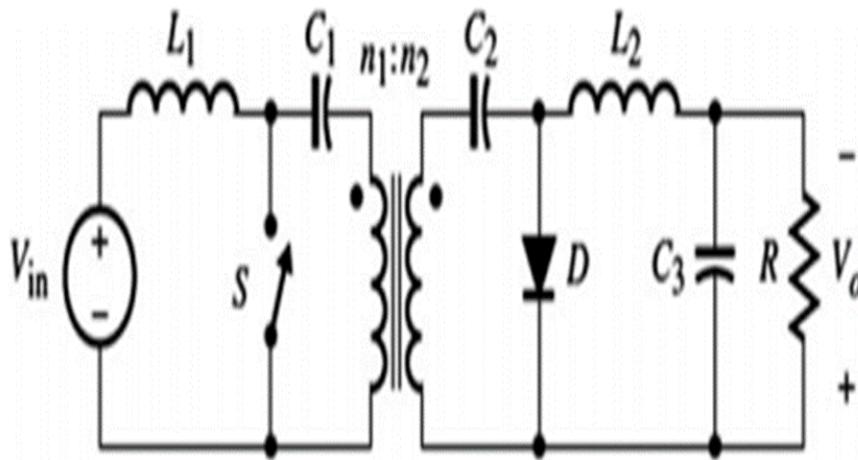


Figure 1-14 Convertisseur Cuk isolé

La Figure 1-14 Figure 1-15 « a et b » montre les deux circuits équivalents pour le mode 1 lorsque S est ON et Mode 2 lorsque S'est éteint.

- Mode 1 (pendant l'intervalle DT) :

$$\begin{aligned}
 V_{L1} &= V_{in} \\
 V_{L2} &= -V_a - V_{c2} - \frac{n2}{n1} V_{c1}
 \end{aligned}
 \tag{1.2}$$

- Mode 2 (pendant l'intervalle (1-D) *T) :

$$\begin{aligned}
 V_{L1} &= V_{in} + V_{c1} - \frac{n1}{n2} V_{c2} \\
 V_{L2} &= -V_o
 \end{aligned}
 \tag{1.3}$$

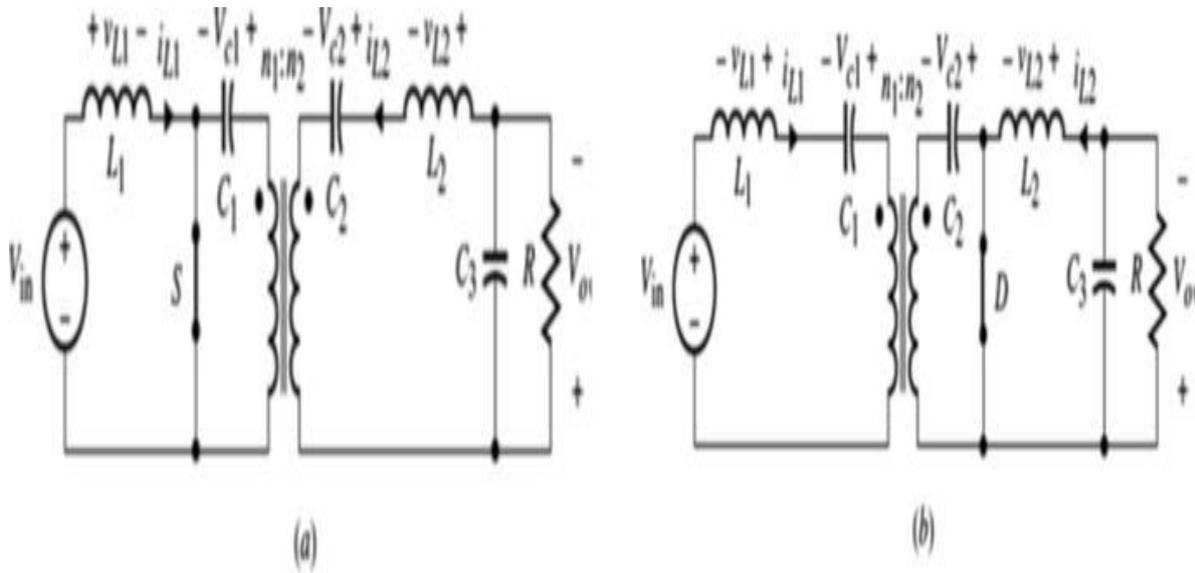


Figure 1-15 les deux circuits équivalents pour le Convertisseur Cuk isolé

1.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous a permis de faire une étude générale sur les différents types des alimentations électriques isolées (L'alimentation électrique a régulateur linéaire, Les alimentations électriques à découpage), on prend en considération quelques caractéristiques de fonctionnement des convertisseurs isolées (Buck, Boost et autres convertisseurs isolées populaires). Dans ce but, une attention particulière à été porté aux alimentations à découpage isolées galvaniquement qui sont le sujet de cette étude.

Le chapitre suivant sera basé sur l'alimentation à découpage à isolation galvanique type Flyback.



Chapitre II:
CONVERTISSEUR FLYBACK

CONVERTISSEUR FLYBACK :

2.1 Introduction :

Les alimentations à découpage ont pour fonction de fournir une tension continue stable à partir d'une source de tension de valeur différentes en leurs entrées. Le convertisseur flyback est probablement la structure la plus utilisée dans l'industrie.

Le flyback généralement c'est une alimentation à isolation galvanique entre l'entrée et la sortie, son schéma de base est le même que celui d'un convertisseur Buck-Boost (Hacheur stockage inductif) dans lequel on a remplacé l'inductance par un transformateur (deux inductance couplées) Figure 2-1.

Ce convertisseur est généralement réservé aux applications de puissance réduite (Moniteur LCD, Lecteur DVD, Micro-ordinateur, Ecran de PC ...).

Le schéma de base d'un convertisseur Flyback est l'équivalent du convertisseur Buck-Boost, Par conséquent, le principe de fonctionnement des deux convertisseurs est très proche. Dans les deux cas on distingue une phase de stockage d'énergie dans le circuit magnétique et une phase de restitution de cette énergie. La magnétisation de l'inductance est réalisée dans l'enroulement primaire, alors que la démagnétisation est réalisée dans l'enroulement secondaire.

Le dimensionnement de circuit magnétique la qualité d'énergie que l'on peut stocker mais aussi la rapidité avec laquelle on peut réaliser le stockage et le déstockage.

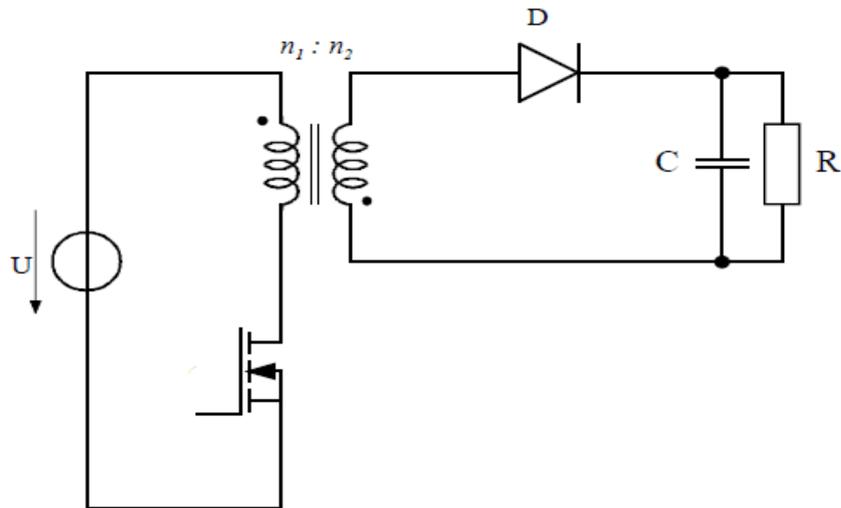


Figure 2-1 : Schéma de base d'un convertisseur Flyback

2.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE FLYBACK :

Le fonctionnement du convertisseur flyback est basé sur le principe de découpage, sa tension de sortie est réglée en fonction de rapport cyclique qui est le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur T et la période de découpage. Afin d'éviter la saturation du circuit magnétique, il est nécessaire de prendre $\alpha=0.5$ ($0<\alpha<1$).

L'interrupteur T est fermé pendant la fraction αT du période de découpage T . La source fournit alors de l'énergie au transformateur (croissance de courant), la diode D est bloquée ($V_d < 0$). Le courant dans la charge est fourni par la décharge de condensateur C . Lors le blocage de l'interrupteur T , la diode D assure la continuité du courant dans l'enroulement secondaire. On a alors une décharge de l'énergie dans R et C . La décharge de C peut être négligeable dans la période entre αT et T et donc assimiler la tension de sortie à une constante. La décroissance du courant de αT à T peut être considérée comme linéaire.

Le principe de flyback est donc de charger l'énergie dans des bobines couplées au premier temps et de restituer cette énergie à la charge au deuxième temps.

2.3 Modes de Fonctionnement (étude simplifiée) :

Ce type des alimentations électriques à découpage « convertisseur Flyback » a deux modes de fonctionnement, le mode discontinue et le mode continue celui qu'on va baser nos études.

2.3.1 Mode continu :

Supposons que la constante du temps RC du filtre de sortie est très grande devant la période de fonctionnement T de l'alimentation. On n'assimile donc que la tension de sortie à une constante.

❖ $t \in [0, \alpha T]$ phase de magnétisation (stockage d'énergie) :

On considère l'interrupteur T passant (fermé) et la diode D bloquée (ouverte), voir la Figure 2-2:

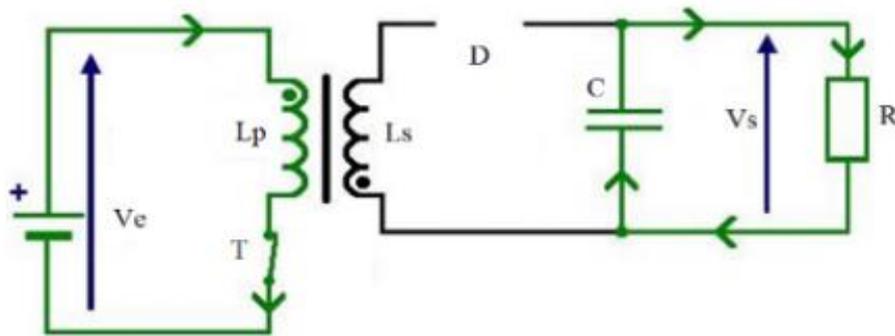


Figure 2-2 : Convertisseur Flyback en état de magnétisation

L'énergie est stockée dans l'inductance primaire L_p . La diode est bloquée.

$$V_{D_{\max}} = -(k.V_e + V_s) < 0 \quad (2.1)$$

k : le rapport de transformation.

La tension aux bornes de l'enroulement primaire L_p est égale à V_c , avec $V_c = V_1$

$$v_e(t) = v_1(t) = L_p \frac{di_1(t)}{dt} \quad (2.2)$$

D'où

$$i_1(t) = \frac{v_e}{L_p} t + i_{1m} \quad (2.3)$$

A $t = 0$, $i_1(0) = i_{1m}$

A $t=\alpha T$

$$i_1(\alpha T) = I_{1M} = \frac{V_e}{L_p} \cdot \alpha T + I_{1m} \quad (2.4)$$

$$\Delta I_1 = I_{1M} - I_{1m} = \frac{V_e}{L_p} \cdot \alpha T \quad (2.5)$$

$$\Delta I_1 = \frac{\alpha \cdot V_e}{L_p \cdot f} \quad (2.6)$$

$$\frac{d\Delta I_1}{d\alpha} = \frac{V_e}{L_p \cdot f} \neq 0 \quad (2.7)$$

Pour $\alpha=1$

$$\Delta I_1 = \Delta I_{1\max} = \frac{V_e}{L_p \cdot f} \quad (2.8)$$

Dans cet intervalle de temps, le courant dans le primaire augmente de façon linéaire, le transformateur se charge en énergie magnétique (magnétisation de transformateur). Lorsque T est sur le point de s'ouvrir, le courant I_1 est sa valeur maximal, noté I_{1M} .

$$I_1 = \frac{T \cdot V_e}{L_p} \quad (2.9)$$

Le courant qui traverse la charge R vient de la réserve d'énergie dans le condensateur. L'énergie stockée dans le transformateur veut alors :

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_1^2 \quad (2.10)$$

❖ $t \in [\alpha T, T]$ phase de démagnétisation (restitution d'énergie) :

On considère l'interrupteur T bloquée (ouverte) et la diode D passant (fermée), voir la Figure 2-3

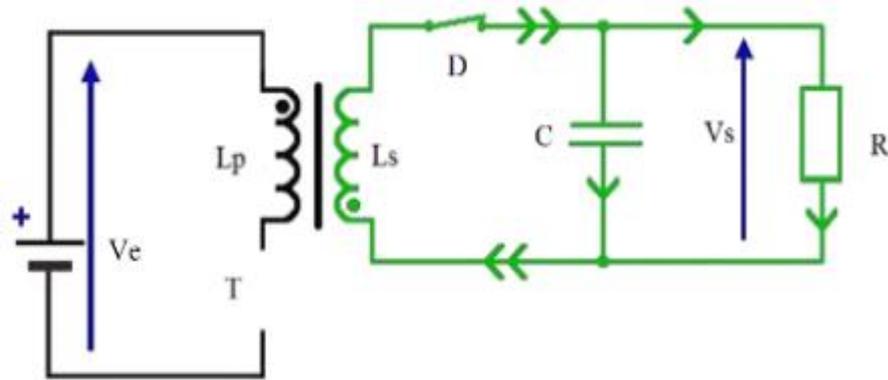


Figure 2-3 : Convertisseur Flyback en état de démagnétisation

L'énergie stockée dans l'inductance primaire sera ensuite restituée à la charge par l'inductance secondaire L_s .

$$V_2(t) = V_s(t) = cst = V_s \quad (2.11)$$

$$V_s = -L_s \cdot \frac{di_2(t)}{dt} \quad (2.12)$$

$$i_2(t) = -\frac{V_s}{L_s} \cdot t + K \quad (2.13)$$

$$\text{A } t = \alpha T, i_2(\alpha T) = I_{2M}$$

D'où

$$K = \frac{V_s}{L_s} \cdot \alpha T + I_{2M} \quad (2.14)$$

$$i_2(t) = -\frac{V_s}{L_s} \cdot (t - \alpha T) + I_{2M} \quad (2.15)$$

A $T=t$,

$$\Delta I_2 = I_{2M} - I_{2m} = \frac{(1-\alpha) \cdot V_s}{L_s \cdot f} \quad (2.16)$$

$$\frac{d\Delta I_2}{d\alpha} = -\frac{V_s}{L_s \cdot f} \neq 0 \quad (2.17)$$

Pour $\alpha=0$,

$$\Delta I_2 = \Delta I_{2\max} = \frac{v_s}{L_s \cdot f} \quad (2.18)$$

Pendant cette phase, l'énergie magnétique vaut toujours W par continuité de flux.

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_p \cdot i_1^2 = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot i_2^2 \quad (2.19)$$

Or :

$$L_p = L_s \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2 \quad (2.20)$$

Il vient donc :

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{n_p}{n_s} \quad (2.21)$$

Le courant I_2 décroît linéairement lors de sa distribution puis s'annule (démagnétisation de transformateur).

Les formes d'ondes du convertisseur flyback sont alors les suivants :

Les deux enroulements ne sont pas parcourus par le courant au même temps. L'inductance couplée stocke de l'énergie tant que l'interrupteur est fermé (magnétisation du transformateur), puis restitue cette énergie par le secondaire quand l'interrupteur est ouvert (démagnétisation du transformateur). La figure suivante présente le fonctionnement du circuit magnétique de transformateur dans le convertisseur flyback qui évolue uniquement dans un seul quadrant (B et H ne changent pas de signe).

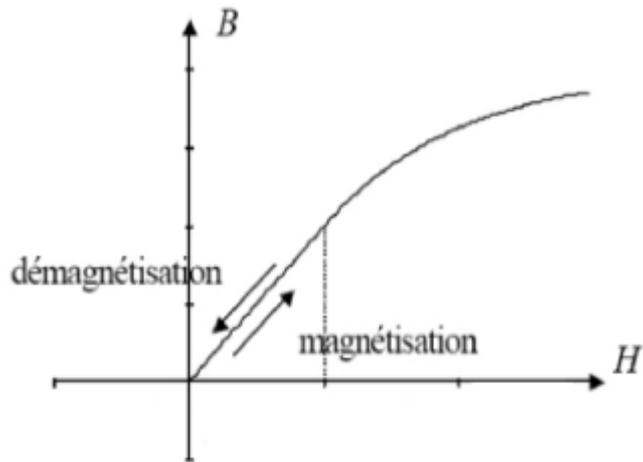


Figure 2-4 magnétisation et démagnétisation de transformateur

On considère que la tension moyenne aux bornes de l'inductance en régime permanent est nulle, on peut alors calculer sa valeur.

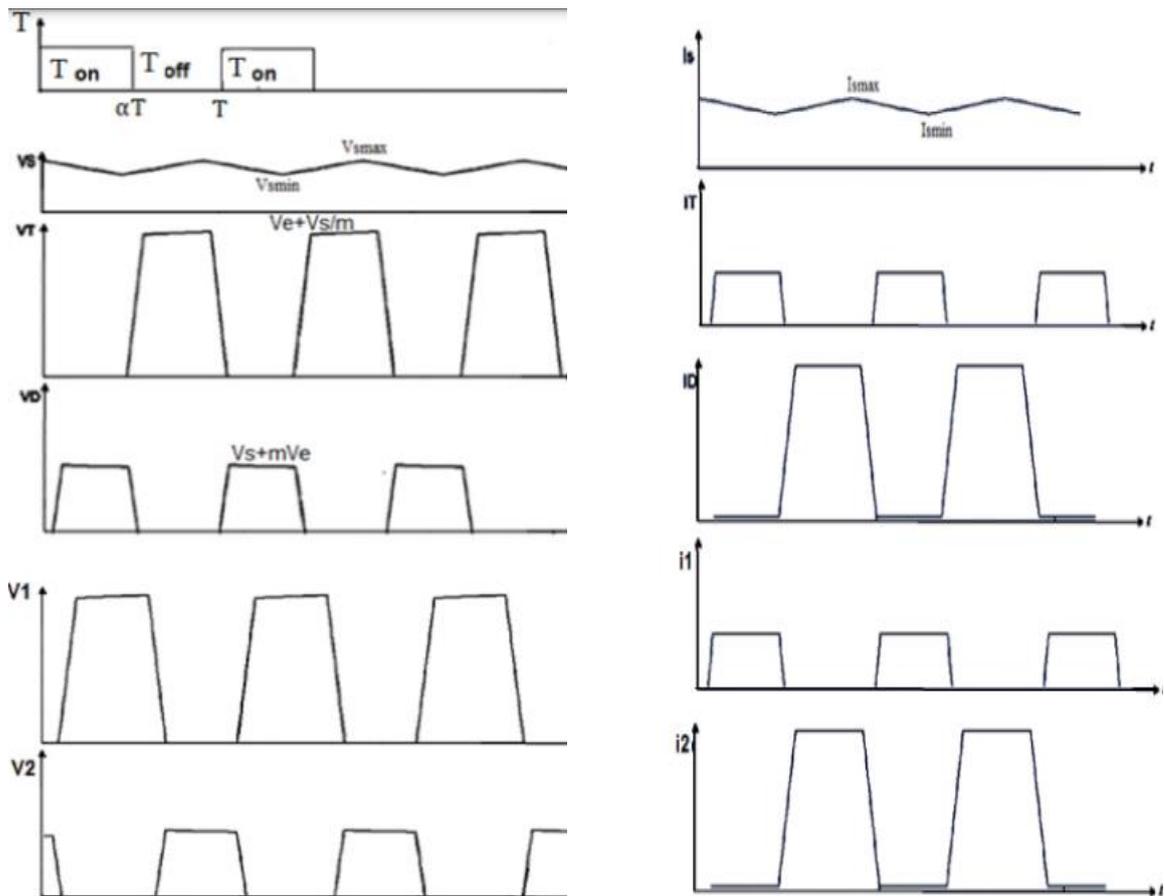


Figure 2-5 Les formes d'ondes du convertisseur flyback

2.3.2 Mode Discontinu :

Le mode de fonctionnement est appelé discontinu lorsque le flux dans les enroulements a le temps de s'annuler au cours d'un cycle.

Pendant le temps t_1 , le transistor est passant et I_T croît linéairement jusqu'à la valeur :

$$I_{L1\max} = \frac{V_e}{L_1} t_1 \quad (2.22)$$

La diode D est bloquée et supporte une tension inverse :

$$V_s + KV_e$$

L'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique vaut alors :

$$W_e = \frac{1}{2} L_1 I_{L1\max}^2 \quad (2.23)$$

En posant $t_1 = aT$ il vient de (2.24) et (2.25) :

$$W_e = \frac{1}{2} V_e^2 \frac{(aT)^2}{L_1} \quad (2.26)$$

L'énergie ne pouvant pas subir de discontinuité, on a, au moment du blocage du transistor :

$$W_e = \frac{1}{2} L_1 I_{L1\max}^2 = \frac{1}{2} L_2 I_{L2\max}^2 \quad (2.27)$$

Avec :

$$I_s = \frac{V_e^2 \alpha^2 T}{2L_1 V_s} \quad (2.28)$$

$$n_2 L_{2\max} = n_1 L_{1\max} \quad (2.29)$$

D devient alors passant. La tension de sortie V_s (supposée constante) se retrouve aux bornes du secondaire (à 1 V_d près). Elle est ramenée au primaire dans le rapport $\frac{1}{K}$ d'où :

$$V_{ds} = V_e + \frac{V_s}{K} \quad (2.30)$$

Le courant I_d décroît linéairement avec une pente $-\frac{V_s}{L_2}$. Si le temps de blocage du transistor est assez long, I_d s'annule le flux magnétique également. Toute l'énergie a été transférée. Il s'en suit un temps mort pendant lequel il n'y a plus aucune variation ($\frac{d_F}{dt} = 0$) donc V_{ds} "retombe" à la valeur V_e .

A partir de l'équation (2.31) on peut alors calculer la tension de sortie V_s . En effet, la puissance au primaire vaut :

$$P_e = \frac{W_e}{T} \quad (2.32)$$

En supposant le montage sans pertes, elle est intégralement transmise à la charge ; La puissance disponible en sortie P_s est donc égale à P_e . Comme on a aussi :

$$P_s = \frac{V_s^2}{R} \quad (2.33)$$

il vient :

$$V_s = \alpha V_e \sqrt{RT \frac{1}{2L_1}} \quad (2.34)$$

Or, $P_s = V_s \cdot I_s$. On en déduit immédiatement la relation $I_s = f(V_s)$:

$$I_s = \frac{V_e^2 \alpha^2 T}{2L_1 V_s} \quad (2.35)$$

D'où l'expression de L_1 :

$$L_1 = \frac{V_e t_1^2}{2P_s T} \quad (2.36)$$

On exprime les valeurs efficaces des courants primaire et secondaire :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i^2(t) dt} \quad (2.37)$$

Soit ici :

$$I_{Teff} = \frac{IL_{1max}}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{t_1}{T}} \quad (2.38)$$

Et :

$$I_{Deff} = \frac{I_{L1max}}{k\sqrt{3}} \sqrt{\frac{t_2}{T}} \quad (2.39)$$

Enfin, rappelons que le courant moyen à travers L_1 étant constant la tension moyenne aux bornes du primaire est nulle. On a donc :

$$t_2 \frac{V_s}{K} = V_e t_1 \quad (2.40)$$

Pour faire un "design" en **modediscontinu**, on prend en plus :

$$t_1 + t_2 < 0,8.T \quad (2.41)$$

2.4 Modélisation du convertisseur Flyback :

2.4.1 Modèle AC à petit signal sans parasites dans CCM (mode continue) :

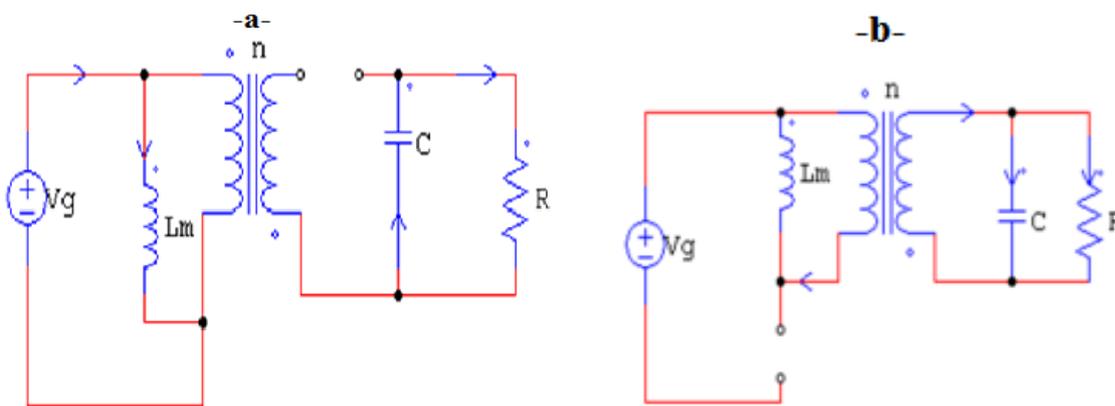


Figure 2-6 : Convertisseur Flyback. -a-état ON. -b- état OFF

- Interrupteur est ON et la diode est OFF Figure 1-6 a :

$$v_g(t) = v_L(t) \Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L_m} v_g(t) \quad (2.42)$$

Appliquer la loi de Kirchhoff (**KVL**) dans la boucle de sortie

$$\frac{v(t)}{R} - i_c(t) = 0 \Rightarrow \frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{1}{RC} v_c(t) \quad (2.43)$$

Et

$$v(t) = v_c(t) \quad (2.44)$$

Où $i_L(t)$ et $v_c(t)$ sont le courant à travers le côté primaire de l'inductance et la tension à travers le condensateur respectivement.

Les valeurs de sortie de l'intégrateur sont considérées comme des variables d'état car elles peuvent également stocker des valeurs passées. i_L et v_c sont donc considérés comme des variables d'état $x = [i_L(t) v(t)]^T$.

Le système est écrit sous la forme d'équation d'état la suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_1 x(t) + B_1 v_g(t) \\ v_o(t) &= q_1 x(t) + E_1 v_g(t) \end{aligned} \quad (2.45)$$

A partir des équations (2.42), (2.43) et (2.44) on obtient la forme matricielle (2.45) donnée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \\ v_o(t) = [0 \ 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \end{cases} \quad (2.46)$$

Avec.

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{pmatrix}, \quad B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad q_1 = (0 \ 1), \quad \text{et} \quad E_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

- Interrupteur est OFF et la diode est ON Figure 1-6 b:

$$v_L(t) = -n v_2(t) \Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{n}{L_m} v(t) \quad (2.47)$$

v_2 Est la tension sur le transformateur secondaire qui est égale à la tension de sortie $v(t)$ (où $v(t) = v_o(t)$).

Et

$$i_2(t) = ni_1(t) \quad (2.48)$$

$i_2(t)$: Courant travers le côté secondaire du transformateur.

$i_1(t)$: courant travers le côté primaire du transformateur qui circule également à travers L_m .

Appliquant la loi de Kirchoff en boucle secondaire :

$$v_2(t) - v_c(t) = 0 \Rightarrow v_L = -nv_c(t) \Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{n}{L_m} v_c(t) \quad (2.49)$$

Utilisation de KCL

$$-ni_L(t) + i_c(t) + \frac{v(t)}{R} = 0 \Rightarrow \frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{n}{C} i_L(t) - \frac{1}{RC} v(t) \quad (2.50)$$

KVL en boucle de sortie :

$$v(t) = v_c(t) \quad (2.51)$$

Le système est mis sous la forme équation d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_2 x(t) + B_2 v_g(t) \\ v_0(t) &= q_2 x(t) + E_2 v_g(t) \end{aligned} \quad (2.52)$$

A partir des équations (2.49) , (2.50) et (2.51) on obtient le forme matricielle (2.52) donner par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_m} \\ \frac{n}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \\ v_o(t) = [01] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \end{cases} \quad (2.53)$$

Avec :

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{n}{L_m} \\ \frac{n}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}, q_2 = (0 \ 1) \text{ et } E_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

En organisant toutes les équations ci-dessus, le modèle d'espace d'état moyen sera :

$$\begin{aligned} x(t) &= Ax(t) + Bv_g(t) \\ v_0(t) &= qx(t) + Ev_g(t) \end{aligned} \tag{2.54}$$

Avec :

$$\begin{aligned} A &= A_1d + A_2(1-d) \\ B &= B_1d + B_2(1-d) \\ q &= q_1d + q_2(1-d) \\ E &= E_1d + E_2(1-d) = 0 \end{aligned} \tag{2.55}$$

En développant l'équation (2.55) nous obtenons :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{n(d-1)}{L_m} \\ \frac{-n(d-1)}{C} & \frac{d(d-1)}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -\alpha \\ \frac{L_m}{L_m} \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } q = [0 \ 1]$$

Le modèle linéarisé obtenu nous permettra de définir les différentes fonctions de transfert pour le convertisseur.

Considérons que les entrées $\alpha(t)$ et $v_g(t)$ varient autour de leur point de fonctionnement de repos $\alpha(t)$ et $V_g(t)$ respectivement.

$$\begin{aligned} \alpha(t) &= \alpha'(t) + \tilde{\alpha}(t) \\ v_g(t) &= V_g(t) + \tilde{v}_g(t) \end{aligned} \tag{2.56}$$

$\alpha(t)$ et $v_g(t)$ sont des entrées variant dans le temps et elles sont responsables de perturbations dans les variables x (qui sont $i_L(t)$ et $v_c(t)$) et v_0 (où $v_0 = v(t)$).

$$\begin{aligned} X(t) + \hat{x}(t) &= A(X(t) + \hat{x}(t)) + B(V_g(t) + \hat{v}_g(t)) \\ V_0(t) + \hat{V}(t) &= q(X(t) + \hat{x}(t)) \end{aligned} \tag{2.57}$$

$$X + \hat{x} = (A_1(\alpha' + \tilde{\alpha}) + A_2(1 - \alpha' - \tilde{\alpha}))(X + \hat{x}) + (B_1(\alpha' + \tilde{\alpha}) + B_2(1 - \alpha' - \tilde{\alpha}))(V_g + \hat{v}_g) \quad (2.58)$$

$$V_0 + \hat{v}_0 = (q_1(\alpha' + \tilde{\alpha}) + q_2(1 - \alpha' - \tilde{\alpha}))(V_g + \hat{v}_g) \quad (2.59)$$

Les équations ci-dessus peuvent être développées et séparées en DC (partie à l'état d'équilibre), des termes linéaires de petit signal et les termes non linéaires. Lorsque les perturbations en $\alpha(t)$ et $v_g(t)$ sont faibles, l'effet des termes non linéaires sera très faible sur la réponse globale et peut donc être négligé.

$$\begin{aligned} 0 &= AX(t) + BV_g(t) \\ X(t) &= -A^{-1}BV_g(t) \end{aligned} \quad (2.60)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) &= X(t)(A_1\tilde{\alpha}(t) - A_2\tilde{\alpha}(t)) + (B_1\tilde{\alpha}(t) - B_2\tilde{\alpha}(t))V_g(t) + \\ &\quad (A_1\alpha'(t) + A_2(1 - \alpha'(t)))\hat{x}(t) + (B_1\alpha'(t) + B_2(1 - \alpha'(t)))\hat{v}_g(t) \end{aligned} \quad (2.61)$$

$$\hat{x}(t) = [(A_1\hat{d}(t) - A_2\hat{d}(t))]X(t) + [B_1\hat{d}(t) - B_2\hat{d}(t)]V_g(t) + A\hat{x}(t) + B\hat{v}_g(t) \quad (2.62)$$

$$\hat{x}(t) = A\hat{x}(t) + B\hat{v}_g(t) + f\hat{d}(t) \quad (2.63)$$

Où

$$f(t) = (A_1 - A_2)X(t) + (B_1 - B_2)V_g(t) \quad (2.64)$$

En développant l'équation (2.64) nous obtenons :

$$f = \left[\begin{array}{c} \frac{V_g}{L_m(d-1)} \\ \frac{-d}{CRn(d-1)^2}V_g \end{array} \right]$$

De la même façon :

$$\hat{V}_0(t) = (q\hat{x}(t) + (q_1 - q_2)X(t))\hat{d}(t) \quad (2.65)$$

Fonction de transfert d'entrée ($\hat{d} = 0$) :

Avec s coefficient de Laplace et I matrice d'identité

En développant (2.66) nous obtenons la fonction de transfert d'entrée sortie suivante :

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{v}_g(s)} = \frac{\alpha(\alpha-1)/\lambda_{c1}}{\left(\frac{CL_m}{n\lambda_{c1}} s^2 + \frac{(1-2d)L_m}{n^2\lambda_{c1}} s + 1 \right)} \quad (2.66)$$

La forme générale de la fonction de transfert (2.66) en boucle ouverte est exprimée par :

$$G_v(s) = G_{vo} \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{vo}} \right)^2 + 2\xi_{vo} \left(\frac{s}{\omega_{vo}} \right) + 1} \quad (2.67)$$

Avec :

$$G_{vo} = \frac{\alpha(\alpha-1)}{\lambda_{c1}}; \quad \left(\frac{1}{\omega_{vo}} \right)^2 = \frac{CL_m}{n\lambda_{c1}}; \quad \frac{2\xi_{vo}}{\omega_{vo}} = \frac{(1-2\alpha)L_m}{n^2\lambda_{c1}};$$

Fonction de transfert de contrôle :

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{d}(s)} = q(sI - A)^{-1} f \quad (2.68)$$

En développant (2.68) nous obtenons l'équation (2.69) :

$$\frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{\alpha}(s)} = \frac{-V_g (1 + \lambda_{c2} ds)}{n(\alpha-1)^2 (C\lambda_{c2}s^2 + (1-2\alpha)\lambda_{c2}s + 1)} \quad (2.69)$$

La forme générale de la fonction de transfert (2.69) en boucle ouverte est exprimée par :

$$G_{vd}(s) = G_{do} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z} \right)}{\left(\frac{s}{\omega_{do}} \right)^2 + 2\xi_{do} \left(\frac{s}{\omega_{do}} \right) + 1} \quad (2.70)$$

Avec :

$$G_{do} = \frac{-V_g}{n(\alpha-1)^2}; \quad \left(\frac{1}{\omega_{do}} \right)^2 = C\lambda_{c2}; \quad \lambda_{c1} = n(Rd^2 - 2\alpha + 1);$$

$$\frac{2\xi_{do}}{\omega_{do}} = (1-2\alpha)\lambda_{c2}; \quad \frac{1}{\omega_z} = \lambda_{c2}\alpha; \quad \lambda_{c2} = \frac{L_m}{Rn^2(\alpha-1)^2}$$

2.4.2 Modèle AC à petit signal avec parasites dans CCM (mode continue) :

Dans cette partie les éléments parasites du circuit Figure 2-6 ne sont pas négligés, la résistance interne d'interrupteur et la résistance équivalente en série du condensateur les états de fonctionnement du circuit modifier est présenté par la Figure 2-7

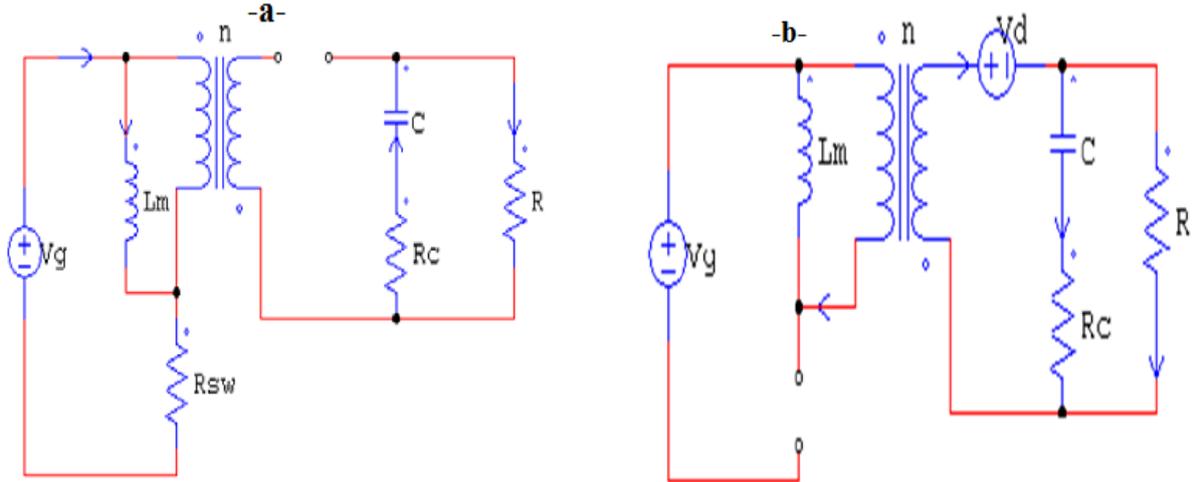


Figure 2-7 : Convertisseur en élément parasites. a-état ON. b- état OFF

- Interrupteur ON et la diode OFF :

En appliquant loi de Kirchhoff dans la boucle d'entrée Figure 1-7 a :

$$v_g(t) - V_L(t) - i_L(t)R_{sw} = 0 \Rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_{sw}}{L_m}i_L(t) + \frac{1}{L_m}v_g(t) \quad (2.71)$$

$$\frac{v(t)}{R} - i_c(t) = 0 \quad (2.72)$$

$$v(t) = \frac{R}{R+R_c}v_c(t) \quad (2.73)$$

Utilisation de l'équation (2.73) dans l'équation (2.72) on obtient alors

$$i_c(t) = \frac{1}{R+R_c}v_c(t) \Rightarrow \frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{1}{(R+R_c)C}v_c(t) \quad (2.74)$$

Où :

R_{sw} : résistance interne d'interrupteur.

R_c :résistance équivalente en série du condensateur.

L_m : l'inductance primaire du transformateur.

Le système est écrit sous la forme d'équation d'état, à partir des équations (2.71),(2.74)et (2.73), on obtient le forme matricielle (2.45) donner par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{sw}}{L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \\ v_o(t) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{(R+R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \end{cases} \quad (2.75)$$

Avec :

$$A_1 = \begin{pmatrix} \frac{-R_{sw}}{L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{(R+R_c)C} \end{pmatrix}, B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \end{pmatrix}, q_1 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{R}{R+R_c} \end{pmatrix} \text{ et } E_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

- Interrupteur OFF et la diode ON Figure 1-7 b:

$$v_L(t) = -nv_2(t) \quad (2.76)$$

Où v_2 est le voltage à travers le transformateur secondaire.

$$i_2(t) = ni(t) \quad (2.77)$$

Où $i_2(t)$ est le courant à travers le transformateur secondaire et $i(t)$ est le courant à travers L_m .

Appliquant de KVL dans la boucle secondaire du transformateur :

$$v_L(t) = -n[v_c(t) + V_d(t) + i_c(t)R_c] \quad (2.78)$$

$V_d(t)$: la tension à travers la diode lorsqu'elle est ON.

$V_L(t)$: la tension à travers L_m .

Avec KCL :

$$i_c(t) = ni_L(t) - \frac{v(t)}{R} \quad (2.79)$$

En appliquant KVL dans la boucle de sortie :

$$v(t) = v_c(t) + i_c(t)R_c \quad (2.80)$$

Mettre l'équation (2.80) dans l'équation (2.79)

$$i_c(t) = \frac{nRi_L(t) - v_c(t)}{R + R_c} \quad (2.81)$$

Mettre l'équation (2.81) dans l'équation (2.80)

$$v(t) = v_c(t) \frac{R}{R + R_c} + \frac{RR_c n}{R + R_c} i_L(t) \quad (2.82)$$

D'après l'équation (2.78)

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{nR}{(R + R_c)L_m} v_c(t) - \frac{n^2 RR_c}{(R + R_c)L_m} i_L(t) - \frac{n}{L_m} v_d(t) \quad (2.83)$$

De l'équation (2.79)

$$\frac{dv(t)}{dt} = \frac{nR}{(R + R_c)C} i_L(t) - \frac{1}{(R + R_c)C} v(t) \quad (2.84)$$

Le système est écrit sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + bv_g(t) + \frac{n}{L_m} v_d(t) \\ v_o(t) = qx(t) + Ev_g(t) \end{cases} \quad (2.85)$$

Où V_d : la chute de tension dans la diode

A partir des équations (2.83), (2.82) et (2.84), on obtient la forme matricielle (2.85) donnée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-n^2 RR_c}{L_m(R+R_c)} & \frac{-nR}{L_m(R+R_c)} \\ \frac{nR}{C(R+R_c)} & \frac{-1}{(R+R_c)C} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} v_g(t) + \begin{pmatrix} \frac{n}{L_m} \\ 0 \end{pmatrix} v_d(t) \\ v_o(t) = \begin{pmatrix} \frac{RR_cn}{R+R_c} & \frac{R}{R+R_c} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g(t) \end{cases} \quad (2.86)$$

Avec :

$$A_2 = \begin{pmatrix} \frac{-n^2 RR_c}{L_m(R+R_c)} & \frac{-nR}{L_m(R+R_c)} \\ \frac{nR}{(R+R_c)C} & \frac{-1}{(R+R_c)C} \end{pmatrix}, B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}, q_2 = \begin{pmatrix} \frac{RR_cn}{R+R_c} & \frac{R}{R+R_c} \end{pmatrix}, E_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

En organisant toutes les équations ci-dessus, le modèle d'espace d'état moyen sera :

$$\begin{aligned} A &= A_1 d + A_2 (1-d) \\ B &= B_1 d + B_2 (1-d) \\ q &= q_1 d + q_2 (1-d) \\ E &= E_1 + E_2 (1-d) = 0 \end{aligned} \quad (2.87)$$

En développant l'équation (2.87) nous obtenons

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{n(d-1)}{L_m} \\ \frac{-n(d-1)}{C} & \frac{d(d-1)}{RC} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} -d \\ L_m \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } q = [0 \quad 1]$$

Avec :

$$\begin{aligned} \alpha &= \alpha' + \tilde{\alpha} \\ v_g &= V_g + \tilde{v}_g \end{aligned} \quad (2.88)$$

Les entrées d et V_g sont responsables de produire des perturbations dans les variables dynamiques x (variables d'état) et v_o (sortie).

$$\dot{X} + \tilde{x} = A(\tilde{X} + \tilde{x}) + B(V_g + \tilde{v}_g) + nV_d \quad (2.89)$$

$$V_o + \tilde{v}_o = q(X + \tilde{x}) \quad (2.90)$$

$$\dot{X} + \tilde{x} = [A_1(\alpha' + \tilde{\alpha}) + A_2(1 - \alpha' - \tilde{\alpha})](X + \tilde{x}) + [B_1(\alpha' + \tilde{\alpha}) + B_2(1 - \alpha' - \tilde{\alpha})](V_g + \tilde{v}_g) \quad (2.91)$$

$$V_o + \tilde{v}_g = [q_1(\alpha' + \tilde{\alpha}) + q_2(1 - \alpha' - \tilde{\alpha})](V_g + \tilde{v}_g) \quad (2.92)$$

Avec la modélisation et la séparation des petits termes de signal, nous obtenons :

$$\tilde{x} = A\tilde{x} + B\tilde{v}_g \quad (2.93)$$

$$\tilde{v}_0 = q\tilde{x} + [(q_1 - q_2)X] \tilde{\alpha} \quad (2.94)$$

Où

$$f = (A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V_g$$

Les fonctions de transferts :

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} = q(SI - A)^{-1}B \quad (2.95)$$

En développant (2.95) nous obtenons la fonction de transfert d'entrée sortie suivante :

$$G_{vo}(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} = \frac{\left(\frac{\lambda_o}{\lambda_4}\right)(1 - R_c s)}{\left(\frac{CL_m(R + R_c)^2}{\lambda_4} s^2 + \frac{\lambda_5}{\lambda_4} s + 1\right)} \quad (2.96)$$

La forme générale de la fonction de transfert (2.96) en boucle ouverte est exprimée par :

$$G_{vo}(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{v}_g} = G_{vo} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{vz}}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + 2\zeta\left(\frac{s}{\omega_o}\right) + 1} \quad (2.97)$$

L'équation (2.97) montre le rapport entre la tension d'entrée et la tension de sorties en fonction de la fréquence.

L'équation (2.98) relie le gain entre le rapport cyclique de contrôle et la variable de sortie, $\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{\alpha}}$ appelé gain de tension de commande.

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{\alpha}} = q(SI - A)^{-1} f \quad (2.98)$$

En développant (2.98) nous obtenons l'équation (2.100) fonction de transfert du convertisseur dans le domaine de Laplace :

$$G_{do}(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{\alpha}} = \frac{G_{do} \left(1 + \frac{(R + R_c) R_{sw} \alpha}{n^2 (\alpha + 1) (R^2 + RR_c)} s \right)}{\left(\frac{CL_m (R + R_c)^2}{\lambda_4} s^2 + \frac{\lambda_5}{\lambda_4} s + 1 \right)} \quad (2.99)$$

La forme générale de la fonction de transfert (2.100) en boucle ouverte est exprimée par :

$$G_{vd}(s) = \frac{\tilde{v}_o}{\tilde{\alpha}} = G_{do} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{dz}} \right)}{\left(\frac{s}{\omega_o} \right)^2 + 2\zeta \left(\frac{s}{\omega_o} \right) + 1} + K_o \quad (2.100)$$

Avec :

$$G_{vo} = \left(\frac{\lambda_o}{\lambda_4} \right); \quad G_{do} = \frac{v_g \lambda_1}{\lambda_2 \lambda_3}; \quad \frac{1}{\omega_o^2} = \frac{CL_m (R + R_c)^2}{\lambda_4};$$

$$\frac{1}{\omega_{vz}} = R_c; \quad \frac{1}{\omega_{dz}} = \frac{(R + R_c) R_{sw} \alpha}{n^2 (\alpha + 1) R}; \quad \frac{2\zeta_{do}}{\omega_o} = \frac{\lambda_5}{\lambda_4};$$

$$\lambda_o = Rdn(R + R_c)(\alpha - 1)(R_c + 1)$$

$$\lambda_1 = Rn^3(R + R_c)(\alpha + 1)(R^2 + RR_c)$$

$$\lambda_2 = R^2n^2(\alpha - 1)^2 + RR_c dn^2(2\alpha - 3) + R_{sw}d(R + R_c)(1 - 2\alpha)$$

$$\lambda_3 = Cn^2((1 - \alpha)R^2R_c + (1 + \alpha)RR_c^2) + CR_{sw}(R + R_c)^2 + L_m(R + R_c)(1 - 2\alpha)$$

$$\lambda_4 = R^2n^2(\alpha - 1)^2 + (R + R_c)R_{sw}d(1 - 2\alpha) + 2RR_cn^2(\alpha - 1)(\alpha - 0,5)$$

$$\lambda_5 = Cn^2((1 - \alpha)R^2R_c + (1 + \alpha)RR_c^2) + CR_{sw}(R + R_c)^2 + L_m(R + R_c)(1 - 2\alpha)$$

$$K_o = \frac{(\alpha - 1)RR_c n}{Cn^2 \left((1 - \alpha)R^2 R_c + (1 + \alpha)RR_c^2 \right) + CR_{sw} (R + R_c)^2 + L_m (R + R_c)(1 - 2\alpha)}$$

Le terme K_o est négligeable, en remarque que la fonction de transfert est 2^{ème} ordre avec un zéro.

Le Tableau 2-1 regroupe tous les paramètres des fonctions de transfert

Mode de Conduction	MCC sans effet parasite	MCC avec effet parasite
G_{vo}	$\frac{d(d-1)}{\lambda_{c1}}$	$\frac{\lambda_o}{\lambda_4}$
G_{do}	$\frac{-v_g}{n(d-1)^2}$	$\frac{v_g \lambda_1}{\lambda_2 \lambda_3}$
ω_{vo}	$\sqrt{\frac{n\lambda_{c1}}{CL_m}}$	$\sqrt{\frac{\lambda_4}{CL_m}} \frac{1}{(R + R_c)}$
ω_{do}	$\frac{1}{\sqrt{C\lambda_{c2}}}$	$\sqrt{\frac{\lambda_4}{CL_m}} \frac{1}{(R + R_c)}$
ξ_{vo}	$\frac{(1-2d)}{2n} \sqrt{\frac{L_m}{Cn\lambda_{c1}}}$	$\frac{\lambda_5}{2\sqrt{\lambda_4 CL_m} (R + R_c)}$
ξ_{do}	$\frac{(1-2d)}{2} \sqrt{\frac{\lambda_{c2}}{C}}$	$\frac{\lambda_5}{2\sqrt{\lambda_4 CL_m} (R + R_c)}$
ω_z	$\frac{1}{\lambda_{c2} d}$	$\frac{n^2 R (d+1)}{(R + R_c) R_{sw} d}$

Tableau 2-1 : paramètres des fonctions de transfert

2.5 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de mieux comprendre l'alimentation à découpage de types flyback qui est le plus appliquée dans les nouvelles technologies, où en a abordé le schéma de

CHAPITRE II : Convertisseur Flyback

base, le principe et les différentes modes de fonctionnement. La modélisation du convertisseur flyback avec et sans éléments parasite a été menée afin de trouver les fonctions de transfert de ce convertisseur et d'étudier sa dynamique.

Le prochain chapitre a pour objectif de réaliser la simulation du convertisseur flyback avec sa boucle de contrôle de tension.



Chapitre III:
Simulation d'un convertisseur Flyback

Simulation d'un convertisseur Flyback

3.1 Introduction

Le convertisseur flyback est créé pour avoir une sortie 60V DC à partir d'une alimentation 230V, 50Hz AC. La première étape consistait à convertir la tension alternative en tension continue (12V DC), un circuit redresseur est utilisé.

Ensuite, la tension continue non régulée est filtrée à l'aide d'une capacité (appelé condensateur de liaison) et cette sortie est transmise à un convertisseur continu-continu (un convertisseur flyback isolé à une seule sortie).

Le MOSFET est utilisé pour la commutation du convertisseur (interrupteur).

3.2 Processus de calcul de l'alimentation et de choix des composants:

- Les mosfet sont des transistors contrôlés par tension, c'est-à-dire leur résistance interne varie selon la tension appliquée au gate, donc ils sont de plus utilisés comme Switch dans différents systèmes. Puisque leur commutation est dans l'ordre des nanosecondes (Vitesse de commutation élevée.), et sont très utilisés dans les appareils à haute fréquence et à faible puissance. Les mosfet ont tendance à se réchauffer moins que les IGBT, car ils ont une grande impédance d'entrée, cela veut dire qu'ils ne consomment presque pas de courant.

- Avant de simuler le convertisseur Flyback avec le contrôleur, il faut d'abord déterminer l'inductance (L), la capacité (C) et la charge qui est représenté par une résistance (R) du convertisseur.

Les principaux paramètres du convertisseur Flyback sont regroupés dans le tableau suivant :

La puissance d'entre (Pe)	150 [W]
La tension d'entrée (Ve)	12[V]
La tension sortie (V)	60[V]
La fréquence de découpage (fs)	250[kHz]
Le taux d'ondulation courant (ΔI)	$\Delta I=2\% I_s$ [A]
Le taux d'ondulation de tension (ΔV)	$\Delta V=2\% V_s$ [V]

Tableau 3-11es paramètres du convertisseur Flyback

Nous donnons k :

$$k = \frac{n_2}{n_1} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{60}{12} = 5 \quad (3.1)$$

Calcul de la Résistance de charge R :

$$R = \frac{V_s^2}{P_s} = \frac{60^2}{150} = 24 \Omega \quad (3.2)$$

Calcul de rapport cyclique :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad (3.3)$$

$$\alpha = \frac{V_{s_{\max}}}{V_e k + V_{s_{\max}}} = \frac{61.2}{12 \times 5 + 61.2} = 0,5$$

Calcul de l'inductance L :

$$L = \frac{V_s^2}{2P_s} D^2 T = 12mH \quad (3.4)$$

Calcul de la capacité C :

$$C = \frac{\Delta_{IL}}{\Delta_{Vs} 4f_s} = 250\mu F \quad (3.5)$$

Calcul de la tension aux bornes d'interrupteur :

$$V_T = V_e + \frac{V_s}{k} = 24 \text{ V} \quad (3.6)$$

3.3 Conception du régulateur de tension

Le point de départ est de supposé que la fonction de transfert du convertisseur ($G_{vd}(s)$) soit disponible et la structure du contrôleur soit connue ($C(s)$). Une fois la fonction de transfert du convertisseur et la structure du contrôleur sélectionné, le polynôme en boucle fermée est paramétré à l'aide des paramètres inconnus du contrôleur, qui est ensuite égal à un polynôme en boucle fermée souhaité du même ordre, ce qui conduit aux solutions uniques des paramètres du régulateur [10].

À l'aide des paramètres du circuit déterminer dans la section précédente nous calculons les coefficients de la fonction transfert ($G_{vd}(s)$)(2.70)

$$G_{vd}(s) = \frac{-3.467 \times 10^6 s - 1.442 \times 10^{11}}{5.097 s^2 - 1.529 \times 10^2 s + 3.212 \times 10^{10}} \quad (3.7)$$

Où la fonction précédente est mis sous la forme standard zéros, pôles et gain

$$\frac{-6.8013 \times 10^5 (s + 4.159 \times 10^6)}{s^2 - 30s + 6.301 \times 10^9} \quad (3.8)$$

Avec un zeros égale à -4.1592×10^6 , deux pôles complexe congelées égale à $(0.0015 + 7.9380i) \times 10^4$ et gain statique égale à -6.8013×10^5 .

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert $G_{vd}(s)$ montre l'instabilité du système avec une marge de gain égale à 121dB à la fréquence 7.94×10^4 (rad/s) et marge de phase égale à 157° à la fréquence 1.75×10^6 (rad/s)

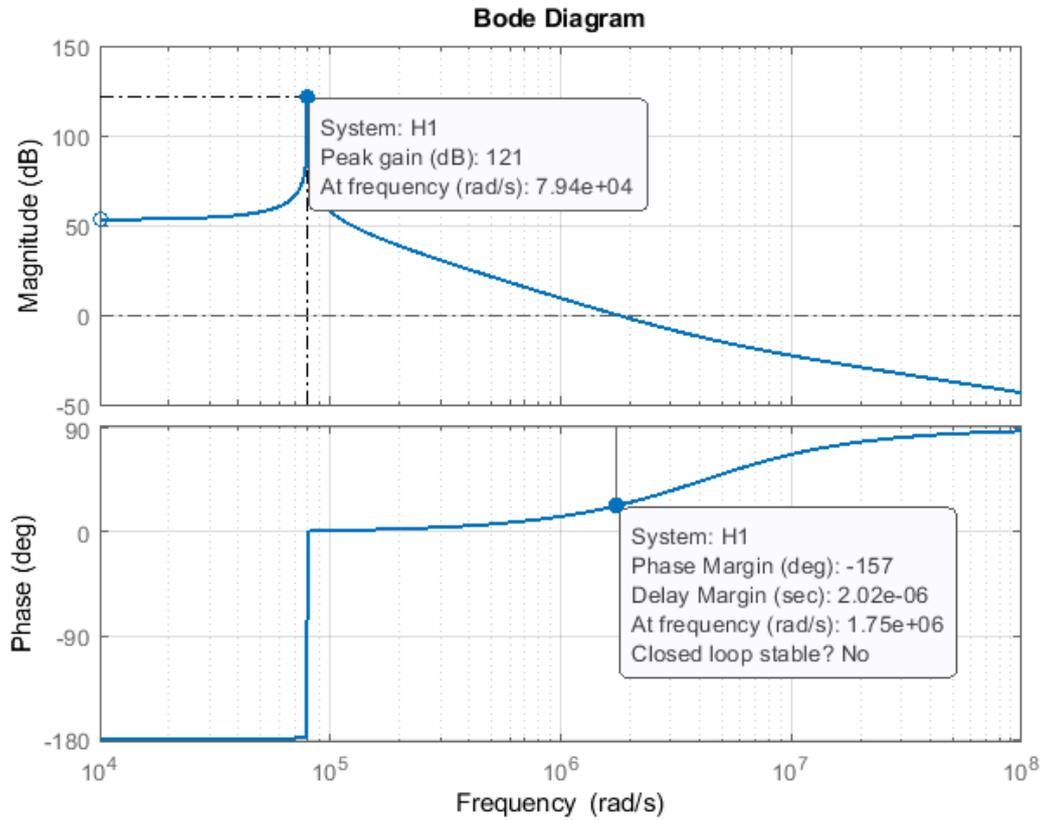


Figure 3-1 :Diagramme de Bode de la fonction de transfert $G_{vd}(s)$

3.3.1 Contrôleur PI

Le contrôle PID est généralement nécessaire pour contrôler la tension de sortie des convertisseurs DC/DC. Un contrôleur PID idéal a la fonction de transfert[11]

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \tau_D s \right) \quad (3.9)$$

Où K_c est le gain proportionnel, τ_i est la constante de temps intégrale et τ_D est le gain dérivé.

Nous réécrivons le contrôleur PID donné en (3.9) dans le forme fonction de transfert

$$C(s) = \frac{c_2 s^2 + c_1 s + c_0}{s} \quad (3.10)$$

En comparant (3.9) avec (3.10), nous avons les relations,

$$K_c = c_1; \quad \tau_i = \frac{c_1}{c_2}; \quad \tau_D = \frac{c_2}{c_1} \quad (3.11)$$

Lors de la conception, la première étape consiste à trouver les paramètres dans (3.24), puis à les convertir en paramètres du régulateur PID requis lors de la phase de mise en œuvre.

nous imposons les coefficients du régulateur PID suivant :

$$K_c=0.005 ; \tau_i=0.0058 \text{ et } \tau_D=0.123$$

Le diagramme de Bode des deux Fonctions de transfert $G_{vd}(s)$ et $C(s)$ est présenter à la

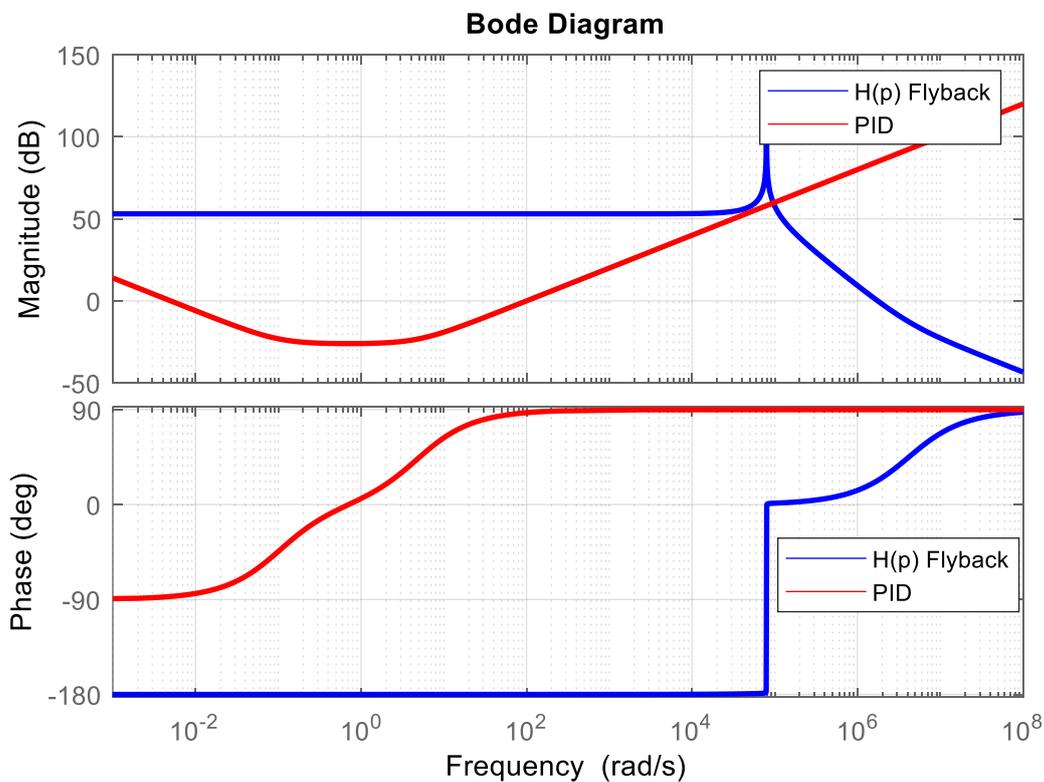


Figure 3-2 : diagramme de Bode des Fonctions de transfert $G_{vd}(s)$ et $C(s)$

Le résultat de l'action du correcteur PID sur la fonction du convertisseur du convertisseur flyback et montré dans le tracé du diagramme de Bode en boucle ouverte régulateur montre que le régulateur rend le système stable en boucle fermée

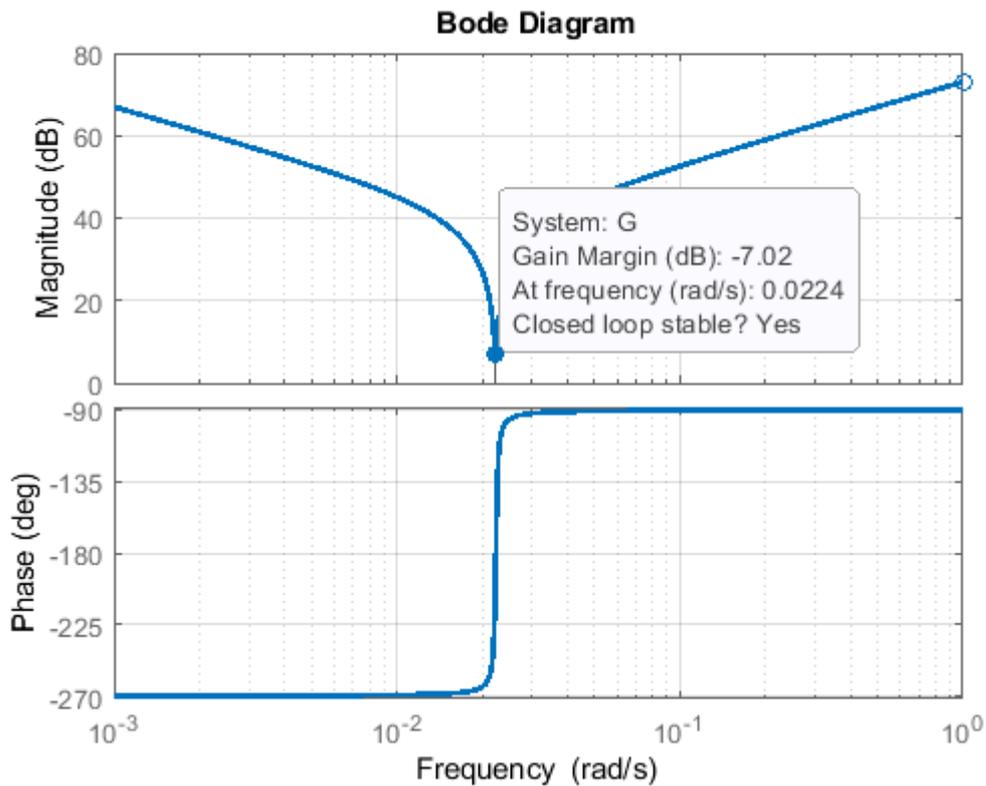


Figure 3-3 : Action du régulateur sur convertisseur flybak

3.4 Convertisseur Flyback avec régulateur PID :

Le schéma Simulink du convertisseur flyback Figure 3-4. La tension de sortie est détectée V_s et comparée à la tension d'entrée V_{ref} . Un signal d'erreur est produit qui est traité par le contrôleur pour générer une tension de commande.

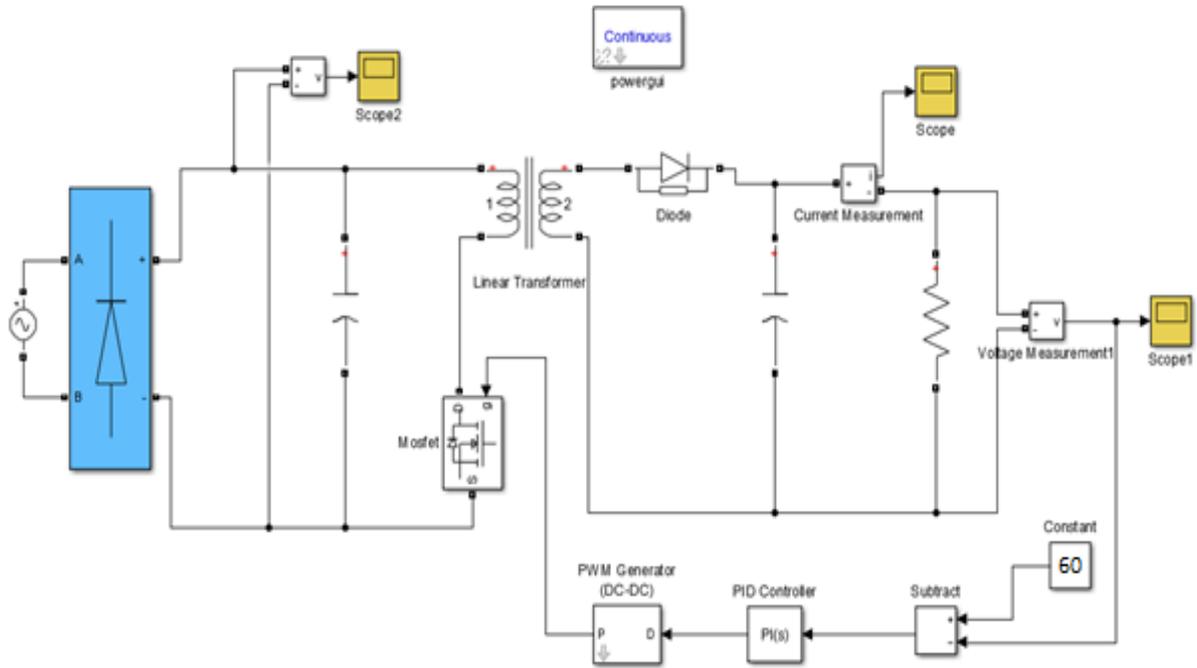


Figure 3-4 :Le schéma Simulink du convertisseur flyback avec contrôleur

Les graphes de tensions et courants de simulation sont représentés dans les figures suivantes :

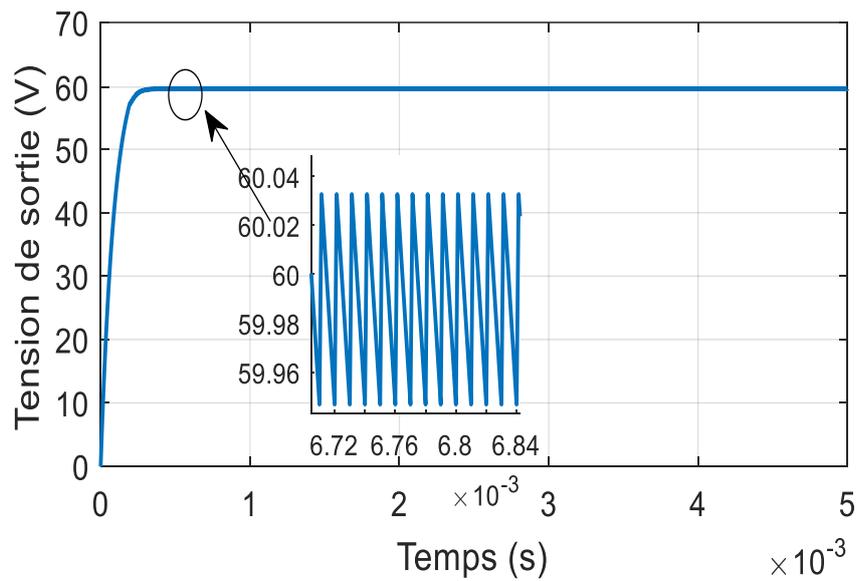


Figure 3-5 :Graphe de tension de la charge (Sortie)

La tension obtenue après simulation du convertisseur Figure 3-5 est stable, présente un temps de montée très rapide, le système n'a pas de dépassement et suit parfaitement la tension de référence 60 V.

L'erreur entre la tension de sortie et la référence est presque nulle ≈ 0.2 Figure :3-6.

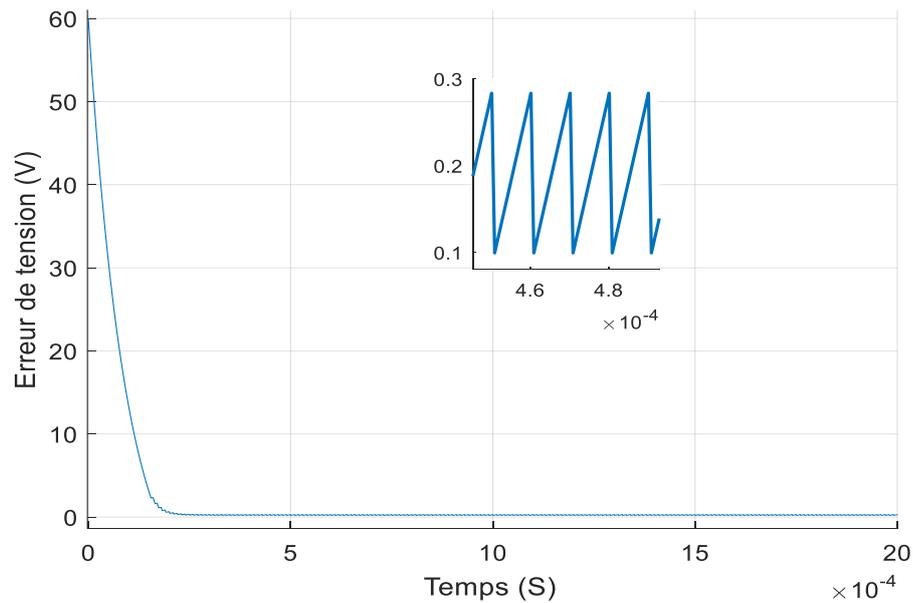


Figure :3-6 : Erreur de tension avec régulateur PID

Le courant possède les mêmes caractéristiques dynamiques Figure 3-7, il est stable à 2.5A après un temps de montée très petit.

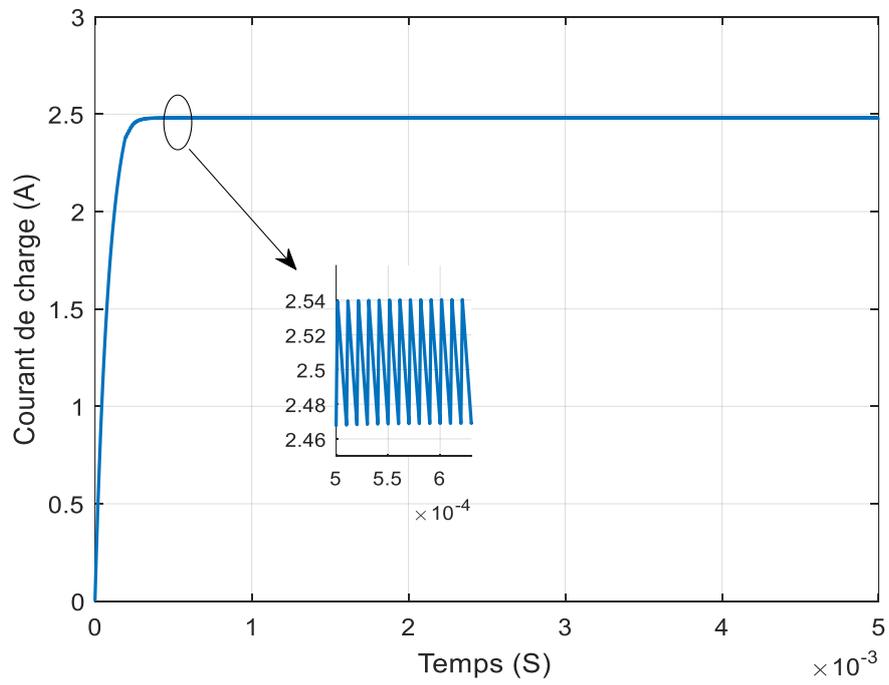


Figure 3-7 Courant contrôlé par régulateur PID

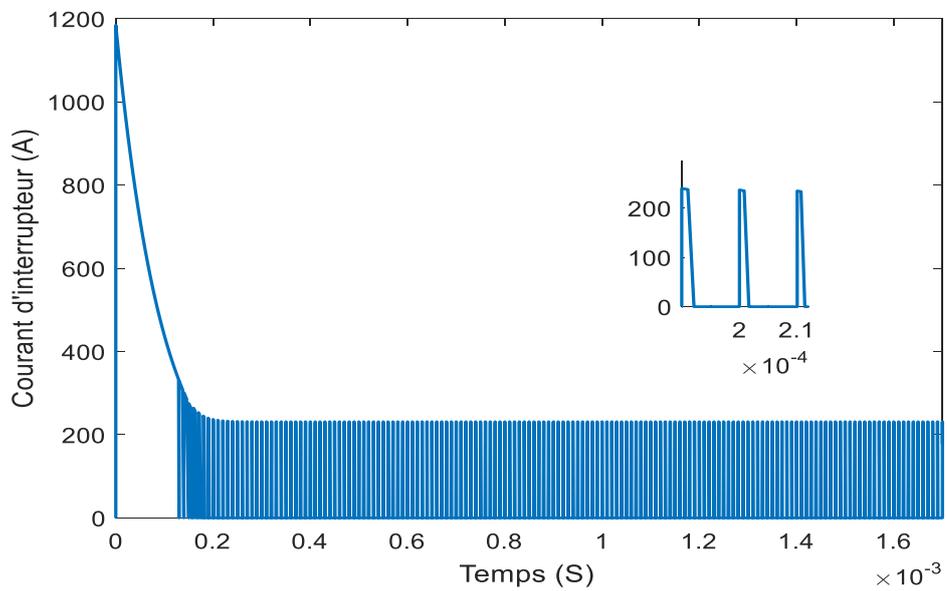


Figure 3-8 courant d'interrupteur

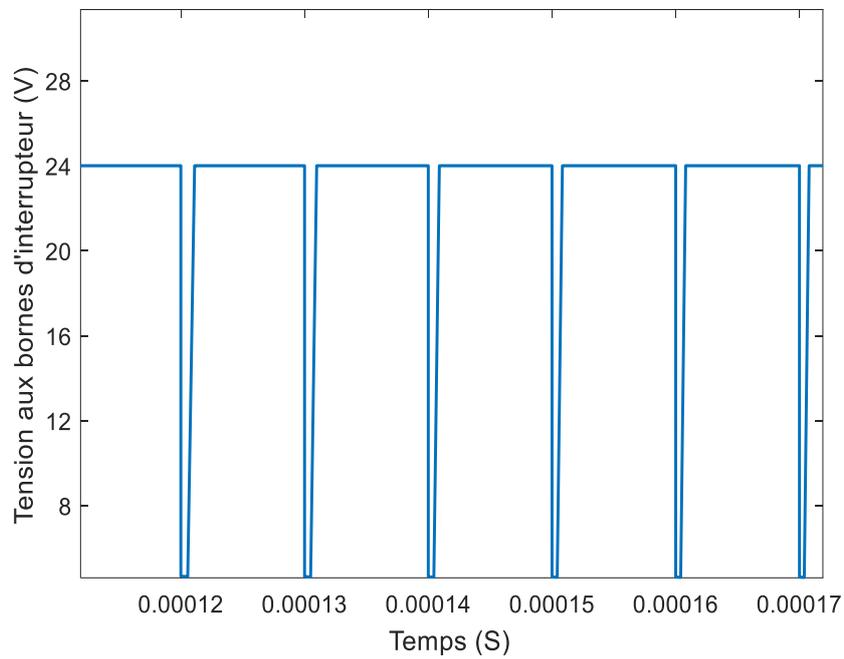


Figure 3-9 Tension d'interrupteur

La tension aux bornes d'interrupteur Figure 3-9 est quasiment a sa valeur désirée (24V) pendant la période active (ON), avec un courant élevé stable dans l'environ de 237 après avoir un pic très rapide (fraction de seconde) Figure 3-8.

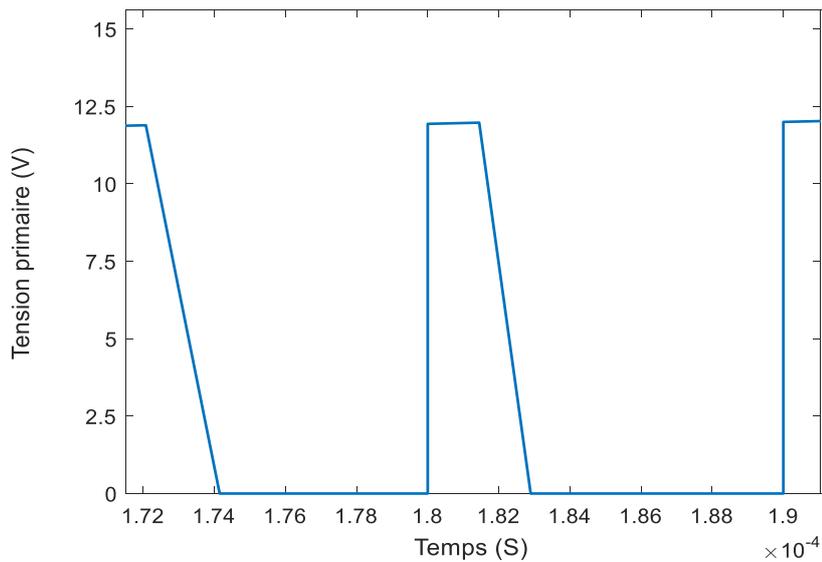


Figure 3-10 : Tensions primaire de transformateur.

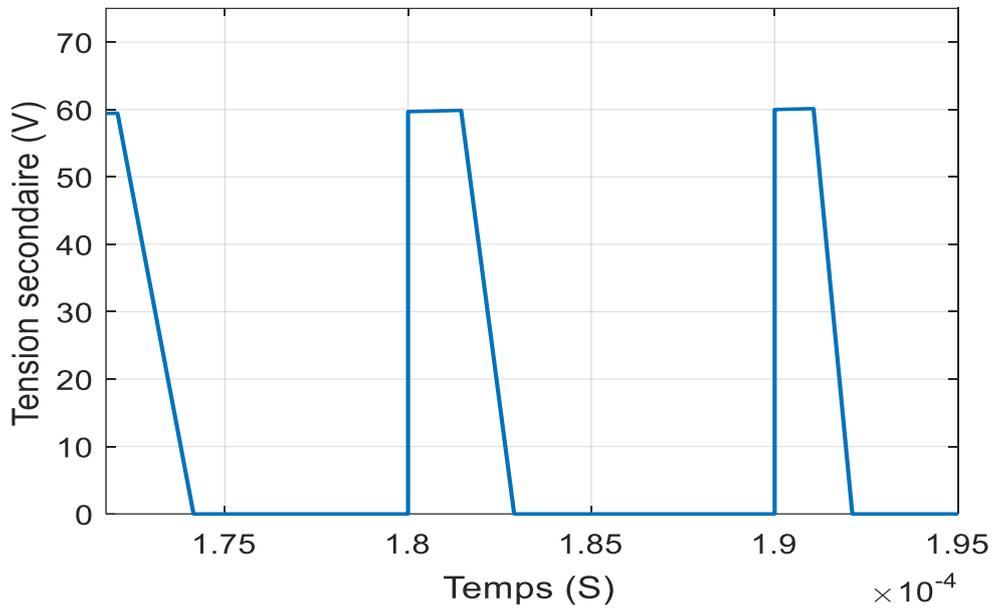


Figure 3-11 : Tensions secondaire de transformateur.

On voit que la tension primaire et la tension secondaire aux bornes du transformateur ont pris presque les mêmes valeurs que les tensions d'entrée et sortie respectivement.

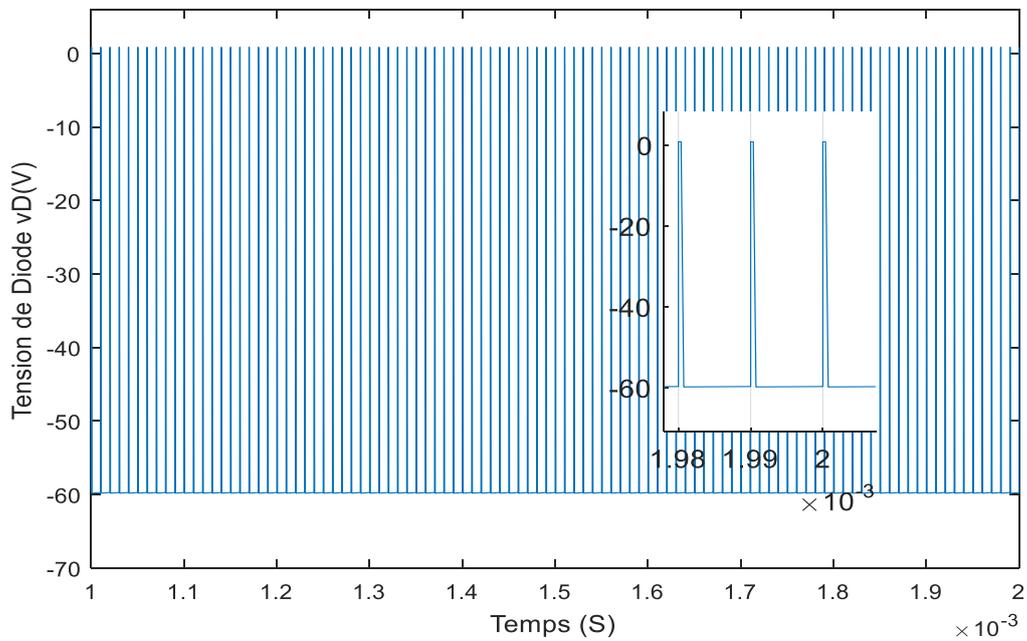


Figure 3-12 : Tension à travers la diode

La tension de diode Figure 3-12 est parfaite, elle a pris la valeur négative à cause de loi des tensions inversées.

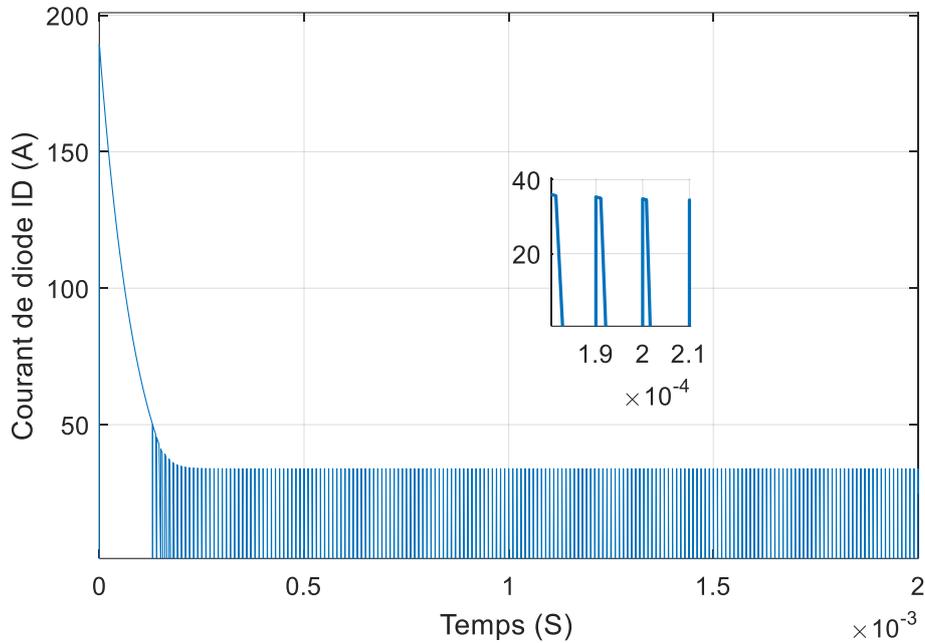


Figure 3-13 : Courant à travers la diode.

Le courant de diode Figure 3-13 a pris les mêmes caractéristiques du courant d'interrupteur après un pic élevé est devenue stable.

3.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la simulation et les résultats obtenus de technique de contrôle, Le résultat de la simulation montre clairement l'efficacité du régulateur PID (prend on considération que nous obtenons une erreur de tension stable inférieure à 2%) et que le système est stable et donnera les spécifications souhaitées lorsqu'il est appliqué au contrôleur approprié.



Conclusion
Générale

Conclusion générale :

Le travail mené dans ce mémoire a porté sur l'étude des alimentations électrique à isolation galvanique Spécifiquement le convertisseur à découpage de type flyback.

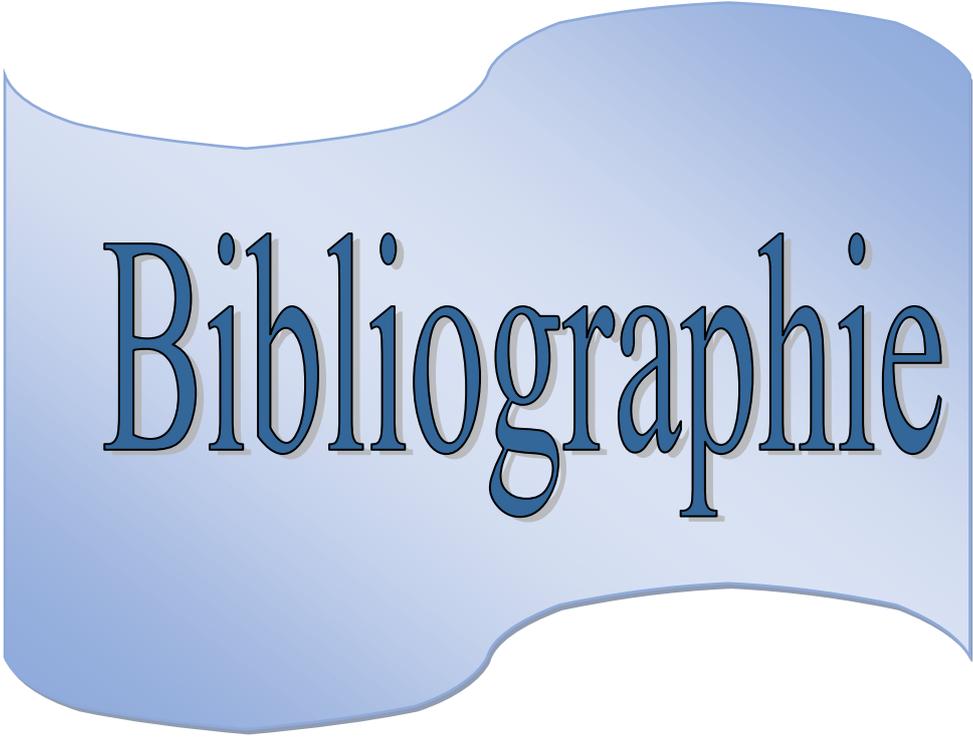
Nous avons commencé notre travaille par la présentation des différentes types d'alimentations électriques avec leur différent aspect. C'est pourquoi, nous avons réussi à comprendre dans La première partie l'étude de fonctionnement des alimentations à régulateurs linéaires et à découpage, tout en se basant sur cette dernière avec leurs différentes topologies : push-pull, forward etflyback....etc. Où leurs principes de fonctionnement sont expliqués

Le choix d'alimentation à découpage car elle nous donne beaucoup d'avantages sur le point 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 même du principe de fonctionnement, on note par exemple que le flyback donne jusqu'à 70% de rendement.

En seconde partie, nous avons étudié le type de convertisseur flyback qui est le plus utilisé en alimentationélectrique à isolation galvanique, cette étude a mené aussi au fonctionnement quelle que soit en conduction continue ou bien discontinu avec les équations de chacune et après on a étudié sa modélisation afin de déterminer sa fonction de transfert.

Enfin, à travers la simulation par Matlab/Simulink du modèlede convertisseur à découpage de type flyback nous avons évalué ces performances à l'aide du contrôleur PID.

Les résultats obtenus lors de lasimulation sont très prometteurs. Ceci nous amène à conclure que le flyback est très efficace pour les applications industrielles et surtout pour le réglage de tension de la sortie des convertisseurs, connaîtra sûrement uneaugmentation forte dans les prochaines années.



Bibliographie

Bibliographie

[1]:Mohan, Ned. *Power Electronics: A First Course: A First Course*. Wiley Global Education, 2011.

[2] : Raj, Akshatha S., et al. "Modelling of flyback converter using state space averaging technique." 2015 IEEE International Conference on Electronics, Computing and Communication Technologies (CONECCT). IEEE, 2015.

[3]: Halder, Tapas. "State Space Modeling and Stability Analysis of the Flyback Converter." 2020 IEEE 9th Power India International Conference (PIICON). IEEE, 2020.

[4]: Pandey, Sanjeev Kumar, S. L. Patil, and Vijaya S. Rajguru. "Isolated flyback converter designing modeling and suitable control strategies." Int. Conf. on Advances in Power Electronics and Instrumentation Engineering, PEIE. Citeseer, 2014.

[5] : Erickson, Robert W., and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.

[6] : Modak, Subhrajyoti, et al. "Design of Novel fly-back converter using PID controller." *Int. J. Adv. Res. Electr. Electron. Instrum. Eng* 4 (2015): 289-297.

[7] : Batarseh, Issa, and Ahmad Harb. *Power Electronics*. Springer Nature, 2018.

[8] : Farida, Sid Mohand, and Belharet Rahim. *Etude des alimentations electronique, cas d'une alimentation à découpage*. Diss. Université Mouloud Mammeri, 2018.

Bibliographies

[9] : Mokhtaria, D. E. R. K. A. O. U. I. Intégration d'un Transformateur dans une Alimentation à Découpage de Type Flyback. Diss. Université Mohamed Boudiaf des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2015.

[10] Dingyü X, YangQuan C, Derek P. A, Linear Feedback Control Analysis and Design with MATLAB, Society for Industrial and Applied Mathematics Philadelphia, 2007.

[11] Ziegler J. G., Nichols N. B. Optimum settings for automatic controllers. Transactions of the ASME, 1942, 64:759–768.

Résumé

Une alimentation électrique à isolation galvanique est une alimentation électrique à découpage dont la régulation est assurée par des composants électroniques utilisés en commutation. Son mode de fonctionnement diffère de celui de l'alimentation électrique à régulateur linéaire. L'objectif de ce mémoire est l'étude et la simulation d'alimentation électrique à découpage à isolation galvanique de type Flyback qui est utilisé largement dans le domaine domestique et d'industrielle. Les principaux avantages sont le bon rendement, un faible coût, une taille relativement petite et un poids léger. Les performances de ce type d'alimentation sont vérifiées par voie de la simulation à l'aide du logiciel Matlab/simulink.

Mots clés: *Convertisseur Flyback, alimentation électrique, Contrôleur PID.*

Abstract

A galvanically isolated power supply is a switching power supply whose regulation is ensured by electronic components used in switching. Its mode of operation differs from that of the linear regulator power supply. The objective of this dissertation is the study and simulation of a flyback type galvanically isolated switching power supply which is widely used in the domestic and industrial fields. The main advantages are good efficiency, low cost, relatively small size and light weight. The performance of this type of power supply is verified by simulation using Matlab / simulink software.

Keywords: *Flyback converter, power supply, PID controller.*

ملخص:

مصدر الطاقة المعزول جلفانيًا هو مصدر طاقة تبديل يتم ضمان تنظيمه بواسطة المكونات الإلكترونية المستخدمة في التبديل. يختلف أسلوب عملها عن طريقة إمداد طاقة المنظم الخطي. الهدف من هذه الأطروحة هو محاكاة مصدر طاقة التحويل المعزول جلفانيًا من نوع flyback والذي يستخدم على نطاق واسع في المجالات المنزلية والصناعية. المزايا الرئيسية هي الكفاءة الجيدة والتكلفة المنخفضة والحجم الصغير نسبيًا والوزن الخفيف. يتم التحقق من أداء هذا النوع من إمدادات الطاقة عن طريق المحاكاة باستخدام برنامج Matlab / simulink.

الكلمات الرئيسية: محول Flyback ، مزود الطاقة ، وحدة تحكم PID.
