الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique

Projet de fin d'études

Présenté pour l'obtention du
Diplôme De Master en Automatique

Spécialité : Automatique et Systèmes

THEME

MODELISATION ET COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF POUR ELIMINER LES ONDULATIONS DE COURANT GENEREES PAR UN CONVERTISSEUR STATIQUE DC/DC

Proposé et dirigé
par: DR.N.HANINI

Préparé et présenté par:
M. NAMAMSSI Islem
M. SASSANE Walid

Année Universitaire 2017 - 2018

Dédicaces

Je dédie ce travail :

A mes chers parents pour leur amour, leurs Encouragements, leur patience et leurs précieux conseils

À mes chers frères et ma chère sœur

À toute ma famille

À tous mes amis

Islem

Dédicace

Je dédie se modeste travail à mes chers parents qui m'ont beaucoup encouragé et soutenu pendant tout leur vie pourvoir le jour-là et pour ces précieux conseils ainsi pour ces recommandations.

A mes très chers frères et mes chères sœurs.

A toute ma famille, grande et petite sans exception.

A tous mes amis

Que se mémoire soit l'expression de mon profond respect et mon grand amour.

WALID

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la Patience d'accomplir ce modeste travail.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur Dr. HANINI Noureddine de ses précieux conseils et son aide durant toute la période du travail.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail Et de l'enrichir par leurs propositions.

Enfin, nous tenons également à remercier toutes les personnes qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

TABLE DES MATIERES

Introduction générale……..01

Chapitre I : généralités sur les convertisseurs DC-DC :

I.1.Introduction….....04

I.2.les convertisseur cc-cc: les hacheurs.....04

I.2.1. convertisseur abaisseur (Buck) ..…….……..…….……..05

I.2.2. convertisseur élévateur (boost)……..06

I.2.3. convertisseur dévolteur –survolteur (back-boost)…….. …….....07

I.2.4. convertisseur FlybacK……..08

I.2.5. convertisseur push-pull……..10

I.2.6. convertisseur Cuk.……..11

I.3.application des convertisseur DC-DC..…….....….12

I.4. les noyons de conversion……..13

I.5.Conclusion……..14

Chapitre II : le convertisseur boost :

II .1.Introduction...…….…….16

II.2.les différentes topologies des boost.....16

II.2.1.topologies non isolées……16

II.2.1.1.convertisseur boost…….16

II.2.1.1.A. applications.....16

II.2.1.1.B. Principe de fonctionnement…… ..17

II.2.1.1. B.1.conduction continue..……..18

II.2.1.1. B.2. Conduction discontinue...……21

II.2.1.1.C. limite la conduction continue et discontinue…….….22

II.2.1.2.convertisseur boost en cascade…...…….25

II.2.1.3.convertisseur boost a trois niveaux…….…….26

II.2.1.4. mise en parallèle de convertisseur boost élémentaires.....26

II.2.1.5.circuit de boost a deux étages……28

II.2.1.6. circuit de boost a trois étage……..……29

II.2.1.7.circuit additionnel de boost élémentaire….……30

II.2.2.topologies isolées……....30

II.2.2.1. convertisseur boost conventionnel de deux inducteur…….31

II.2.2.2. convertisseur boost isolées de plein-pont……...31

II.2.2.3. convertisseur boost active bride de plein-pont……...33

II.2.2.4. convertisseur boost du ZCS plein- pont…….35

II.3. Conclusion……....36

Chapitre III : application sur le convertisseur boost en parallèle :

III.1.introduction……..38

III.2.deux boost en parallèle…….38

III.3.les résultats de simulation de boost en parallèle…….. ……...38

III.4.conclusion.……...42

Conclusion générale...…….....43

ملخص

يمكن أن تكون نمذجة المحولات الثابتة معقدة للغاية بالنسبة لغير المتخصصين في مجال الإلكترونيات الكهربائية الذين يحتاجون إلى نموذج ومحاكاة أنظمة معقدة. هناك اثنين من تقنيات بسيطة ودقيقة لنمذجة (محول من نوع Boost) ويرد في التقرير لتسهيل تنفيذ نماذج المحول. يتم تطوير النماذج باستخدام برنامج MATLAB / Simulink. يستخدم الأسلوب الأول معادلات ديناميكية من المروحيات لبناء النماذج. تعتمد التقنية الثانية على مكتبة Simulink Sim Power Systems ، والتي تسمح بتطوير النماذج مباشرة بناءً على المخططات الكهربائية للمحولات.

Résumé

La modélisation des convertisseurs statiques peut être assez compliquée pour des non spécialistes dans le domaine de l'électronique de puissance qui ont besoin de modéliser et simuler de systèmes complexes. Deux techniques simples et précises pour la modélisation d'un hacheur parallèle (convertisseur type Boost) Est présentées dans le rapport pour faciliter l'implantation des modèles des convertisseurs. Les modèles sont développés à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. La première technique utilise les équations dynamiques des hacheurs pour construire les modèles. La deuxième technique est basée sur la bibliothèque Sim Power Systems de Simulink qui permet d'élaborer les modèles en s'appuyant directement sur les schémas électriques des convertisseurs

---

Abstract

The modeling of static converters can be quite complicated for non-specialists in the field of power electronics who need to model and simulate complex systems. Two simple and precise techniques for modeling a parallel chopper
(Boost typeconverter)
Is presented in the report to facilitate the implementation of converter models. The models are developed using MATLAB / Simulink software. The first technique uses dynamic equations of choppers to build the models. The second technique is based on the Simulink Sim Power Systems library, which allows the models to be developed directly based on the electrical diagrams of the converters.

Introduction Générale:

L'électronique de puissance, que l'on devrait d'ailleurs nommer «électronique de conversion d'énergie» permet à la technologie, d'assurer l'interface nécessaire entre la source électrique et la charge électrique. L'alimentation à travers un convertisseur peut souvent avoir la tension d'entrée et de sortie différentes en amplitude, en fréquence et en nombre de phase. L'interface électronique de puissance facilite le transfert de l'énergie de la source à la charge par la conversion de la tension et du courant d'une forme à l'autre, ce qui est possible pour la source et la charge d'inverser les rôles. Les convertisseurs électroniques font actuellement l'objet d'intensives recherches en raison de l'intérêt grandissant pour l'électronique de puissance. Ceci est principalement dû au grand nombre d'applications dans lesquelles ils apparaissent, comme, par exemple, dans les ordinateurs et téléphones portables, les véhicules, les équipements électroniques industriels, les grands systèmes de communication et bien plus encore. Ces investigations portent particulièrement deux points. Le premier concerne la recherche de topologies de convertisseurs dédiées à chaque application. Le second point traite de la conception de mécanismes de contrôle assurant que les objectifs de conversion sont satisfaits.[1]

Convertisseurs à commutation, sont des unités de traitement de puissance qui utilisent des composants électrique, des commutateurs, des inducteurs et des condensateurs pour convertir la puissance d'entrée à une puissance de sortie avec une efficacité de cent pour cent dans le cas idéal. La puissance d'entrée est généralement AC ou DC, alors que la puissance de sortie peut être AC, DC, ou de toute fonction désirée. La capacité de conversion pour une application particulière est établie par la topologie du convertisseur alors que la fonction et la qualité du signal de sortie dépendent de la commande en boucle de conception.

Les convertisseurs CC-CC sont des systèmes non linéaires. Les non-linéarités proviennent principalement de la commutation, le dispositif de puissance et des composants passifs

Tels que les inductances, les condensateurs et les éléments parasites. Ces dispositifs sont appelés les alimentations à découpage (*Switch Mode Power Supplies*) (*SMPS*).

Ils présentent différentes topologies de circuit de configuration au sein de chaque cycle de commutation. Pour le mode continu (continuos conduction mode) (CCM), il ya deux topologies, pour le mode de conduction discontinue de fonctionnement (discontinuons conduction mode) (DCM), une troisième configuration doit être ajoutée pour obtenir un total de trois topologies. Dans chaque configuration, le système peut être décrit par des équations d'état linéaire et le passage d'une topologie à une autre fait varier la fonction de la sortie du système, ce qui complique l'analyse approfondie.

Notre mémoire se concentre sur l'élaboration des solutions de contrôle pour d'un type de convertisseurs, qui ont des propriétés et des applications intéressantes. Le convertisseur considéré est un convertisseur de type élévateur Boost pour les applications de faible puissance.[1]

Nous nous intéressons, durant cette mémoire, à la modélisation du convertisseur Boost, Qu'il est nécessaire pour la conception des contrôleurs utilisés dans ce présent travail.

En contrôlant le courant de sortie. L'une des méthodes permettant de contrôler le courant de sortie est la méthode de contrôle du courant, elle est basée sur le contrôle de la modulation de la largeur d'impulsion MLI.

Ce travaille est scindée en trois chapitres et une conclusion générale. Le premier chapitre présente une introduction sur les convertisseurs CC-CC et l'élaboration des différentes méthodes de modélisation de ce type de convertisseur. Dans le deuxième chapitre nous présentons la modélisation de convertisseur *Boost,* ceci afin de développer les fonctions de transfert de convertisseur. Le troisième chapitre est consacré à la modélisation petit signal (graphique) par circuit équivalent électrique du convertisseur boost avec un filtre actif pour contrôler le courant.

I.1.Introduction :

Nous allons dans ce chapitre présenter généralité sur Les hacheurs (convertisseurs). Les convertisseurs statiques qui permettent le transfert de l'énergie électrique d'une source continue vers une autre source continue. (Ils sont l'équivalents des transformateurs en alternatif). Lorsque l'entrée et la sortie sont de natures dynamiques différentes, on peut les relier directement (on parle alors de hacheur à liaison directe). Lorsqu'elles sont de même nature dynamique, il faut faire appel à un élément de stockage momentané (on parle dans ce cas de hacheur à accumulation).

Enfin dans le cas où l'isolation galvanique de la sortie avec l'entrée est une nécessite on réalise des hacheurs dits« isolés ».

Suivant le degré de réversibilité que l'on désire, la structure du montage diffère.

I.2. Les convertisseurs Continus/Continu : Les Hacheurs :

Le hacheur est un convertisseur continue/continue permettant de convertir une énergie continue à un niveau donné de tension (ou de courant) en une énergie continue à un autre niveau de tension (ou de courant). Son utilisation s'avère nécessaire pour stocker l'énergie photovoltaïque dans des batteries, ou pour alimenter une charge continue le schéma équivalent du hacheur se représente selon la figure ci dessous : Deux topologies de base de circuit de conversion (DC/DC) seront décrits dans le paragraphe suivant.

D'un point de vue circuit, le hacheur apparaît comme un quadripôle (figure 1.1), jouant le rôle d'organe de liaison entre deux parties d'un réseau. On peut le considérer comme un transformateur de grandeurs électriques continues.

La figure (I.1) rappelle le schéma de principe d'un convertisseur DC-DC.

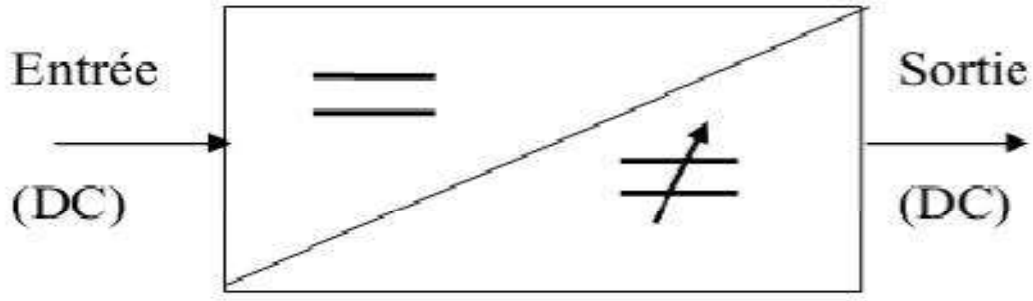


Figure I.1 : schéma de principe d'un convertisseur DC-DC

Il existe plusieurs types des Hacheurs DC-DC. Parmi les quels, on présente le principe des types des convertisseurs à découpage (dévolteur, survolteur, mixte …..) :

- Pour abaisser la tension (tension de sortie inférieure à la tension d'entrée) : Dévolteur
- Pour élever la tension (tension de sortie supérieure à la tension d'entrée): Survolteur
- Soit les deux fonctions en même temps (dévolteur-survolteur).

I .2.1. Convertisseur abaisseur (Buck) :

Le hacheur série est un convertisseur direct DC–DC. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant. L'interrupteur **S** peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage).

C'est un convertisseur qui donne en sortie une tension plus petite que celle de l'entrée. La structure du convertisseur abaisseur est présentée sur la Figure 1.2. Le fonctionnement de ce convertisseur peut être divisé en deux phases suivant l'état de l'interrupteur S:

Dans la première phase, l'interrupteur S est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut **VL= Vi- V0.** Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.

Dans la deuxième phase, l'interrupteur est ouvert, et la diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut **VL= -V0**. Le courant la traversant décroît.[1]

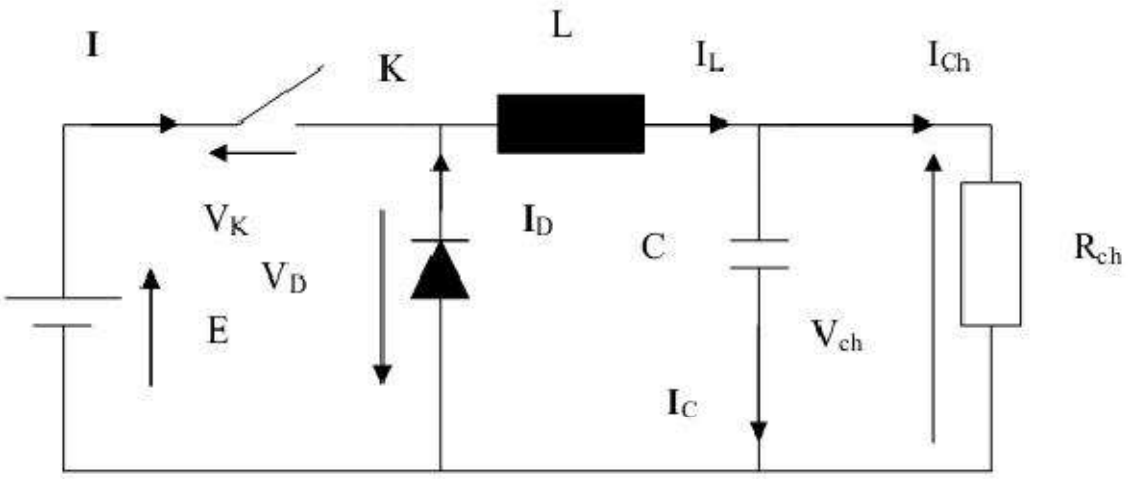


Figure I.2 : Schéma de principe d'un hacheur série

Le rapport entre la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur est égal à α.

Il existe deux modes de fonctionnement de ce convertisseur:

a) le mode dit à courant continu (Buck CCM « Continuous Current Mode »). Dans ce mode le courant dans l'inductance ne s'annule pas. La relation entre l'entrée et la sortie est:

$$V_0 = \propto V_i i_i = \propto i_L$$

b) Le mode dit à courant discontinu (Buck DCM « Discontinuous Current Mode »). Dans ce mode le courant dans l'inductance s'annule pendant l'ouverture de l'interrupteur. La relation entre l'entrée et la sortie est:

$$V_0 = \frac{\alpha^2 V_i^2}{\alpha^2 V_i + 2Lf_s I_L} \qquad \textbf{(I.1)}$$

Où IL est la valeur moyenne du courant de l'inductance.

Par définition, 0<α<1, ce qui induit que le montage est abaisseur de tension (dévolteur).

On peut donner les fonctions du transfert de se convertisseur dans les deux modes comme suit:

I.2.2. Convertisseur élévateur (Boost) :

C'est un convertisseur qui donne en sortie une tension plus grande que celle de l'entrée. La structure du convertisseur élévateur est présentée sur la Figure I.3. Le fonctionnement de ce convertisseur peut être divisé en deux phases suivant l'état de l'interrupteur S:

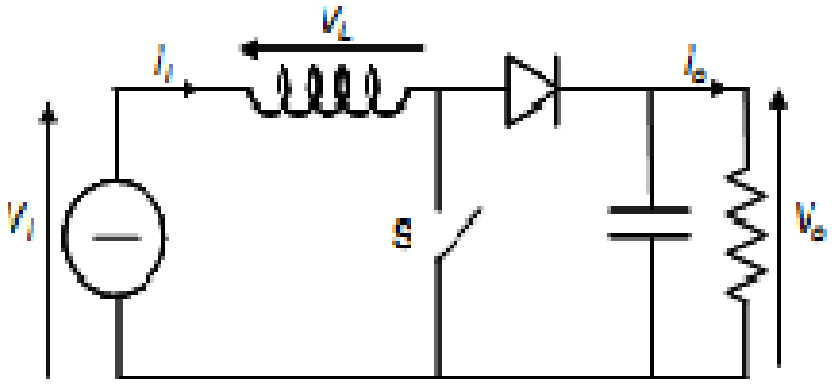


Figure. I.3 : Structure du convertisseur élévateur (Boost).

Dans la première phase, l'interrupteur S est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut **VL= V0**. Et le courant traversant l'inductance augmente linéairement.

Dans la deuxième phase, l'interrupteur est ouvert. Ceci génère une tension négative aux bornes de l'inductance pour empêcher la décroissance du courant. La diode devient passante. La tension aux bornes de l'inductance vaut **VL= Vi- V0.** Dans cette phase la capacité de sortie se charge en même temps par le courant stocké dans l'inductance et par l'entrée Vi.

Donc la relation entre la tension de sortie et de l'entrée est donnée par :

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{(1-D)} \qquad \textbf{(I.2)}$$

I.2.3. Convertisseur dévolteur-survolteur (Buck-boost) :

Le hacheur inverseur est un convertisseur indirect DC–DC à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive). L'interrupteur K1 peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage).

C'est un convertisseur qui peut donner à sa sortie une tension supérieur ou inférieur à celle de l'entrée suivant la valeur du rapport cyclique.

Le circuit du convertisseur DC/DC PWM Buck-boost est montré sur le schéma figure I.4. Il se compose d'un transistor MOSFET de puissance utilisé comme commutateur contrôlable, inducteur L, diode(K2), condensateur de filtre C, et résistance de charge R .Le commutateur est tourné on-off à la fréquence de commutation fs=1/T avec le rapport cyclique α=ton /T, où ton est l'intervalle de temps quand le commutateur est allumé.[1]

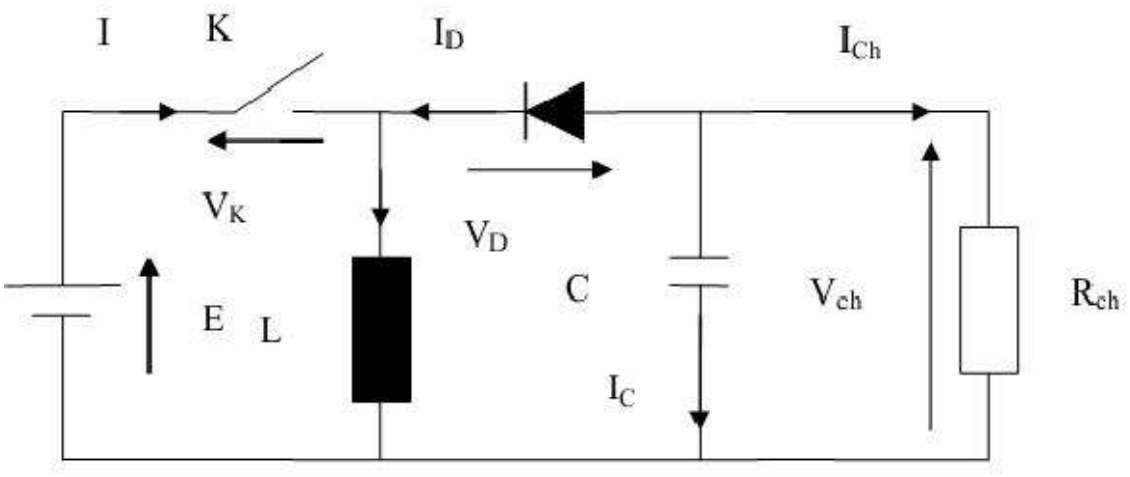


Figure. I.4. Structure du convertisseur Buck-boost.

L'interrupteur K1 est fermé pendant la fraction αT de la période de découpage T. La source d'entrée fournit l'énergie à l'inductance L. La charge est déconnectée du montage (diode K2 bloquée).

Lors du blocage du transistor, la diode K2 assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge.

En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle, ce qui impose la relation suivante qui donne la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée :

$$\boldsymbol{V_{s=}V_e \frac{\alpha}{1-\alpha}} \qquad \textbf{(I.3)}$$

Par définition, 0<α<1, ce qui induit que le montage est abaisseur ET élévateur de tension (négative).

On peut aussi donne les fonctions du transfert de se convertisseur dans les deux modes (continu et discontinu) comme suit

I.2. 4. Convertisseur FLYBACK :

Un convertisseur PWM DC/DC de retour rapide (Flyback) (figure I.5) est une version de transformateur (ou d'isolement) de convertisseur Buck-boost. Un transformateur est utilisé pour éliminer tout raccordement électrique direct entre l'entrée et la sortie. Ce dispositif de sûreté est exigé dans beaucoup d'applications. Puisque la fréquence de fonctionnement des convertisseurs de PWM est beaucoup plus haute que la fréquence de la ligne 50-60Hz, le

transformateur, les inductances, et les condensateurs sont beaucoup plus petits que ceux actionnés à la ligne fréquences.

Le courant magnétisant devrait être pris en compte dans ces convertisseurs.

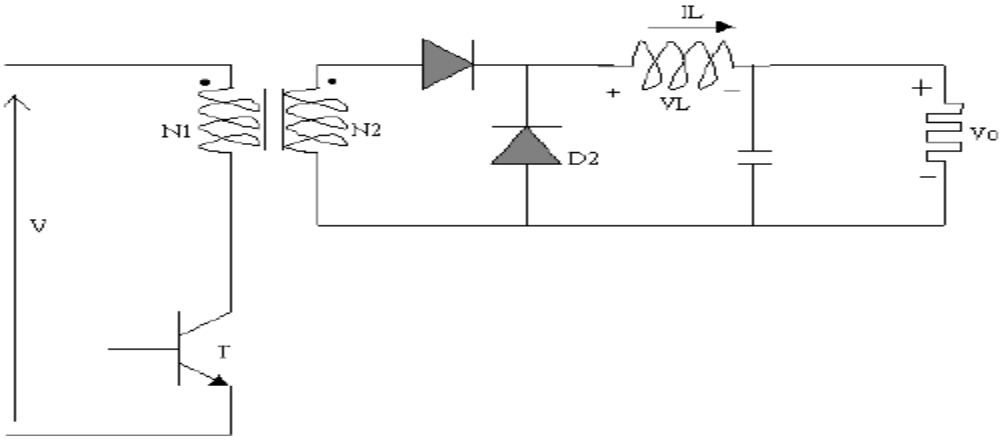


Figure. I.5. Alimentation à découpage asymétrique de type FLYBACK.

1- A t=0, on ferme T :

Vd1 > 0 et Vd2 < 0, donc D1 est fermée et D2 est bloquée

$$\boldsymbol{v_l = V_e \frac{N_2}{N_1} V - V_0} (0<\alpha<1)$$

V_L Est positive, donc I_L augmente linéairement.

2- A t=αT, on ouvre T :

IL circule à travers D2 et VL = -Vo (pour αT<t<T) qui est négative, donc I_L diminue linéairement. La valeur moyenne de VL sur une période est égale à zéro :

$$\boldsymbol{V_L(moy) = 0 = \frac{1}{T}\left[\int_0^{\alpha T} \left(\frac{N_2}{N_1} V - V_0\right) dt + \int_{\alpha T}^{T} -V_0\, dt\right]}$$

$$\boldsymbol{0 = \frac{1}{T}\left(\frac{N_2}{N_1} V - V_0\right)\alpha T - \frac{1}{T} V_0 (T - \alpha T)}$$

$$\boldsymbol{0 = \left(\frac{N_2}{N_1} V - V_0\right)\alpha - V_0 (1 - \alpha)}$$

Donc on peut déduire la relation entre la tension de sortie et celle d'alimentation par

$$\boldsymbol{\frac{V_0}{V} = \frac{N_2}{N_1}\alpha}$$

I.2.5. Convertisseur Push-pull :

Le convertisseur PWM push-pull (figure I.6) contient deux transistors qui conduits en ce qui concerne la terre. C'est l'avantage principal du convertisseur. L'effort de tension à travers les commutateurs est haut, est égal à $2V_I$, qui est deux fois l'effort de tension de commutateur dans le moitié-pont et convertisseurs de plein pont, Le convertisseur push-pull emploie un transformateur à double center tippe relativement petit qui est excité dans les deux directions. Cependant, le circuit souffre du déséquilibre de flux du noyau de transformateur parce que le courant DC traverse le primaire et donc le noyau peut saturer. Le convertisseur est utilisé dans des - applications de moyenne puissance, de 150 à 500 que W. Il appartient à la famille des convertisseurs Buck dérivés.[2]

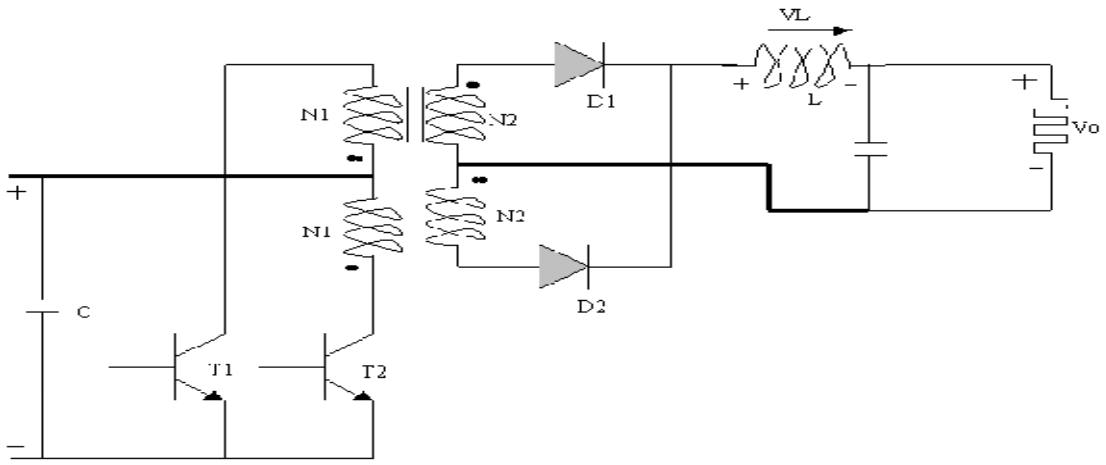


Figure. I.6. Le circuit équivalent du convertisseur push-pull avec un transformateur

Le circuit est arrangé pour produire une tension alternative à l'entrée du transformateur.

Sur la première moitié de la période (durant laquelle T1 fonctionne jusqu'à Ton) Quand T1 est en conduction : D1 conduit et D2 est bloquée, d'où :

$$v_l = \frac{N_2}{N_1} V - V_0$$

Pour ($0< t <T_{on}$) et IL à travers D1 augmente linéairement.

Durant le reste du premier demi -période, les 2 transistors sont bloqués,

Donc :

$$v_L = -Vo \text{ et } Id1 = Id2 = I_L /2.$$

Le fonctionnement se répète pour le transistor T2 sur l'autre moitié de la période. La valeur moyenne de la tension v_L sur demi période = 0, d'où $\frac{V_0}{V} = 2\frac{N_2}{N_1}\alpha_1$

I.2.6. Convertisseur Cuk :

Le convertisseur Cuk est présenté dans la figure I.7

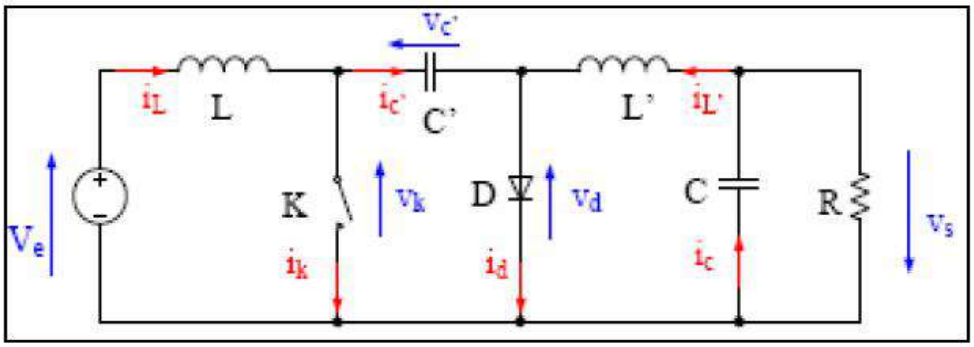


Figure. I.7. Structure du convertisseur Cuk

A partir du calcul des tensions moyennes aux bornes des inductances L et L', on obtient :

$$V_{C'} = \frac{V_e}{1-\alpha} \quad \textbf{(I.5)}$$

$$V_S = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \quad \textbf{(I.6)}$$

Le gain en tension est identique à celui du montage Buck-Boost. Il s'agit également d'un montage abaisseur-élévateur-inverseur en tension.

La relation entre les courants moyens est :

$$I_L = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_L = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_S \quad \textbf{(I.7)}$$

Les ondulations de courant dans les inductances L et L' s'écrivent :

$$\Delta_{iL} = \frac{a * V_e}{L * F} \quad \textbf{(I.8)}$$

$$\Delta_{iL} = \frac{a * V_e}{L' * F} \quad \textbf{(I.9)}$$

Et l'ondulation de la tension de sortie et de la tension aux bornes de C' :

$$\Delta V_S = \frac{\Delta I_L}{8*C*F} = \frac{\alpha V_e}{S*L'*C*F^2} \quad \textbf{(I.10)}$$

$$\Delta V_{C'} = \frac{(1-\alpha)I_L}{C'*F} = \frac{a^2 V_e}{(1-a)R*C'*F} \quad \textbf{(I.11)}$$

I.3. Applications des convertisseurs DC/DC :

Les niveaux de puissance que l'on trouve dans les convertisseurs vont de moins d'un watt dans les convertisseurs des équipements portables, à une dizaine ou centaine de watts dans les alimentations des ordinateurs de bureau, aux kilowatts ou mégawatts dans la commande des moteurs à vitesse variable, et jusqu'aux térawatts dans les centrales électriques du secteur. Nous intéressons dans ce travail à la très basse puissance, inférieure au watt, des applications portables où le rendement et le volume du convertisseur sont critiques.

Les convertisseurs DC/DC en général réalisent deux fonctions: modifier le niveau de tension(élever ou abaisser) et réguler la tension. L'électronique de conversion se trouve à l'interface entre les batteries (la source d'énergie en général) et l'ensemble des blocs constitutifs du système considéré, des circuits électroniques numériques et analogiques, des écrans, des actionneurs, des claviers, etc. Plus de 5 à 6 niveaux de tensions peuvent cohabiter dans un ordinateur portable, le Tableau 1.1 résume les niveaux de tensions nécessaires pour chacune des fonctions.

Tableau I.1 Niveaux de tensions nécessaires dans un ordinateur portable

Fonction	Tension d'alimentation
CPU	3V (vere 2V puis 0.8V)
DRAM	3.3V
Entrées – sorties	5V
PCMCIA	12V
BUS GTL	1.5V
Ecran LDC	Polarisation+ <+ 30V polarisation – <– 30V

Le système d'alimentation d'un ordinateur portable est illustré à la Figure 1.8. La batterie alimente le système et plusieurs convertisseurs DC/DC modifient la tension de la batterie bourdonner les tensions requises par les différentes fonctions. Un abaisseur de tension Buck donne la tension nécessaire pour alimenter le microprocesseur. Un élévateur Boost augmente la tension dela batterie jusqu'au niveau nécessaire pour alimenter le lecteur de disque. Un inverseur donne la haute tension négative pour alimenter la commande des lampes de l'écran.

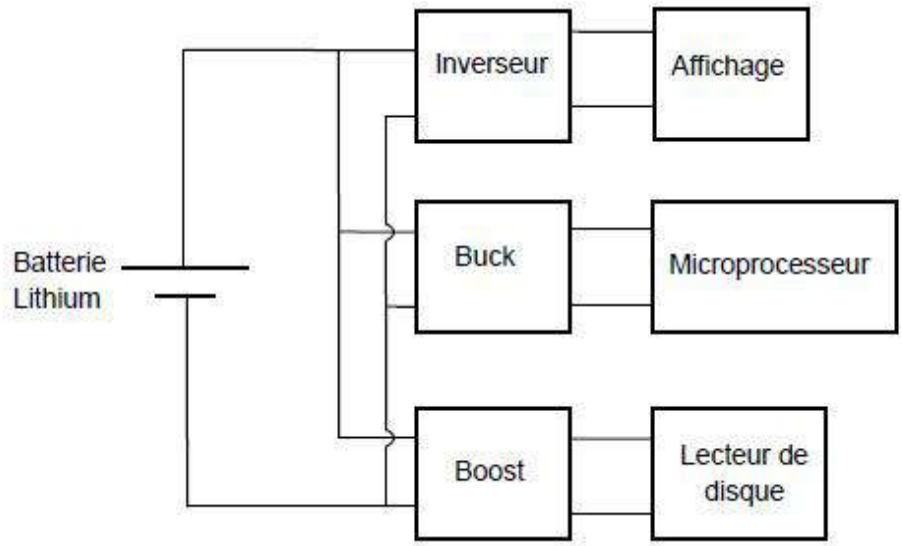


Figure I.8 Système d'alimentation d'un ordinateur portable

Les convertisseurs DC/DC sont utilisés dans des nombreuses applications, à titre d'exemple non exhaustif : pour transformer le 24V de la batterie d'un camion en 12V pour alimenter une radio fonctionnant à 12V, pour transformer le 12V de la batterie d'une voiture en 3V pour faire fonctionner un lecteur de CD ou charger un téléphone mobile, pour transformer les 5V de la carte mère d'un ordinateur en 3V, 2V ou moins pour alimenter les différentes fonctions du processeur, pour abaisser la tension du secteur en 5V et 12V pour alimenter un ordinateur, ou bien augmenter les 1.5V d'une batterie pour alimenter un circuit électronique.

I.4. Les moyens de conversion :

Les éléments de circuit conventionnels mis à disposition du concepteur en électronique de puissance sont présentés sur la Figure 1.2. Ils comprennent les résistances, les condensateurs, les éléments magnétiques et les composants actifs à semi-conducteurs.

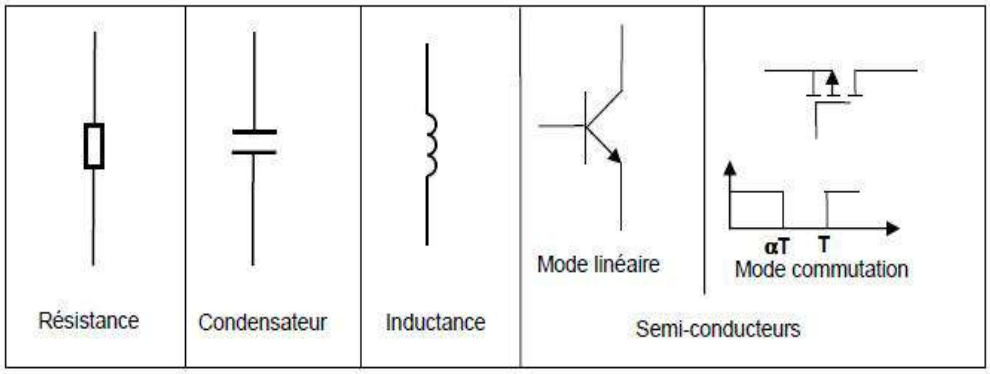


Figure 1.9 Eléments de circuit disponible pour la conception des convertisseurs

Pour les applications où le rendement de conversion n'est pas la principale préoccupation, les éléments magnétiques sont à éviter à cause de leur grande taille et la difficulté de leur intégration .En revanche, lorsque l'application nécessite un haut rendement, les condensateurs et les inductances sont utilisés parce qu'idéalement ils ne consomment pas de puissance, les éléments résistifs et les semi-conducteurs fonctionnant en mode linéaire, par contre, sont à éviter dans ce cas. Les semi-conducteurs (les transistors) sont utilisés en mode de commutation, un semi-conducteur en état passant présente une chute de tension presque nulle à ses bornes, et donc il dissipe une puissance très faible, et lorsqu'il est bloqué son courant est nul et donc il ne dissipera de puissance.

I.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté des généralités sur les convertisseurs CC-CC, par la suit en ou savons bordé la modélisation des convertisseurs CC-CC .En premier lieu, nous avons présent é les différents modèles moyens existants dans la littérature Ces modèles sont très largement utilisés pour étudier les caractéristiques statiques et dynamiques des convertisseurs ainsi que pour concevoir leur système de commande. Nous nous sommes intéressés à la modélisation d'ordre plein (sans réduction) au traitement de la conduction continu.

Dans le prochain chapitre, on intéressera à la modélisation des convertisseurs CC-CC Boost.

II.1. Introduction :

Fabriquer du 220 V alternatif à partir d'une source d'alimentation continue telle que batterie ou dynamo a toujours été un problème d'actualité pour les électroniciens amateurs. Les occasions ne manquent pas pour utiliser une « centrale électrique» personnelle. Il existe de nombreux schémas plus ou moins complexes et plus ou moins performants, entre lesquels il faut choisir en fonction de la puissance nécessaire, et de la nature des équipements alimentés. Tous les onduleurs ou convertisseurs permettant de reconstituer du 220 V alternatif a partir d'une batterie fonctionnent sur le même principe de base : un dispositif électronique (autrefois électromécanique !) découpe ou module l'alimentation continue pour en faire une basse tension alternative.

Celle-ci est alors appliquée à un hacheur élévateur (boost) capable de l'amener à 220 volts efficaces. Les caractéristiques du boost doivent être en rapport avec la puissance exigée.

Puisque les caractéristiques de système n'exigent pas l'isolement entre le côté d'entrée et le côté de sortie du convertisseur d'entrée, l'utilisation du convertisseur basé par transformateur ne serait pas la meilleure solution à moins qu'il y ait étude sur l'effet du convertisseur d'isolement à la densité de puissance. Par conséquent, plusieurs topologies non isolées et d'isolement sont traités dans ce chapitre. Afin de choisir la meilleure topologie, les avantages et les limitations de chaque convertisseur sont soigneusement pris en considération.

II.2. les différentes topologies des boost :

II.2.1. Topologies non isolées :

II.2.1.1.Convertisseur Boost :

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.

A. Applications

On utilise un convertisseur boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue. Les systèmes alimentés par les batteries d'accumulateurs utilisent souvent plusieurs accumulateurs en série afin de disposer d'un niveau de tension suffisamment élevé. La place disponible étant souvent limitée, il n'est pas toujours possible de disposer d'un nombre suffisant d'éléments. Un convertisseur

boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes d'éclairage sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs boost.

Les convertisseurs boost sont utilisés dans des applications de faible puissance comme les systèmes d'éclairage portatifs. Une diode électroluminescente blanche nécessite une tension de 2,7 V à 3,6 V environ pour fonctionner, un convertisseur boost permet d'augmenter la tension fournie par une piles de 1,5 V afin de réaliser une lampe torche faible consommation. Les convertisseurs boost peuvent aussi délivrer des tensions bien plus élevées afin d'alimenter les tubes à cathode froide présents dans le rétro éclairage des écrans a cristaux liquide ou les flache des appareils photo par exemple.

Une automobile hybride comme la Toyota Prius utilise un moteur électrique, nécessitant une tension de 500 V. Sans convertisseur boost, cette automobile devrait embarquer 417 éléments d'accumulateurs NiMH connectés en série pour alimenter ce moteur. Cependant, la Prius n'utilise que 168 éléments ainsi qu'un convertisseur boost afin de passer la tension disponible de 202 à 500V.[1]

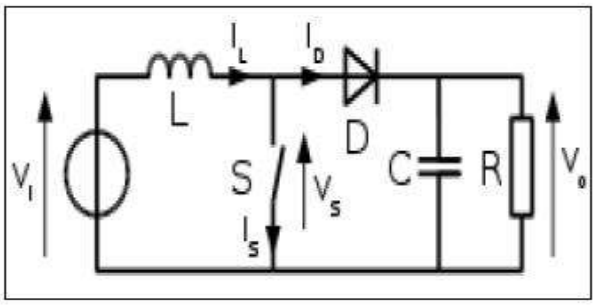
B. Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur S (voir figure II.2) :

- Une phase d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur S

  (voir figure II.1) est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.

- Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa f.e.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C et la charge R. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.



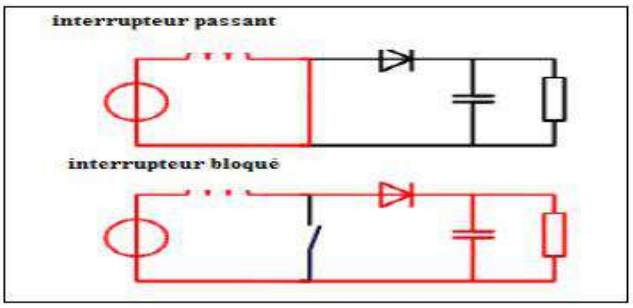


Fig. II.1 : Schéma de base d'un convertisseur Boost **Fig. II.2 : Etat de l'interrupteur S.**

B.1.Conduction continue

Quand un convertisseur Boost travaille en mode de conduction continue, le courant IL traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure II.3 montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Boost.

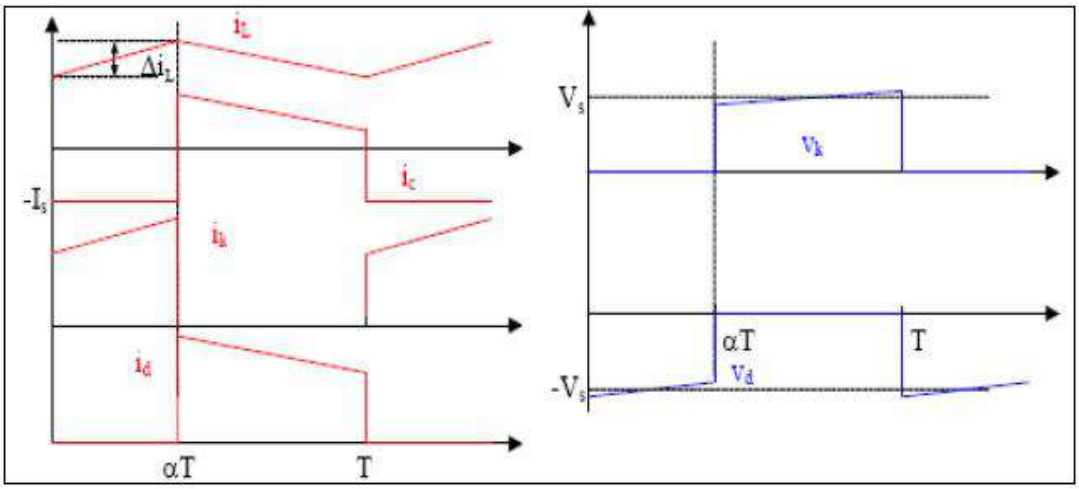


Fig. II.3 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost

La tension de sortie est calculée de la façon suivante (en considérant les composants comme parfaits) :

Durant l'état passant, l'interrupteur S est fermé, entraînant l'augmentation du courant suivant la relation :

$$V_I = L\frac{dI_L}{dt} \qquad \textbf{(II .1)}$$

À la fin de l'état passant, le courant I_L a augmenté de :

$$\Delta I_{LOn} = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_I * dt}{L} = \frac{V_{I*\alpha*T}}{L}$$

α étant le rapport cyclique .Il représente la durée de la période T pendant laquelle l'interrupteur S conduit. A est compris entre 0 (S ne conduit jamais) et 1 (S conduit tout le temps).

Pendant l'état bloqué, l'interrupteur S est ouvert, le courant traversant l'inductance circule à travers la charge. Si on considère une chute de tension nulle aux bornes de la diode et un condensateur suffisamment grand pour garder sa tension constante, l'évolution de I_L est :

$$\boldsymbol{V_I - V_0 = L\frac{dI_L}{dt}} \qquad \textbf{(II.2)}$$

Par conséquent, la variation de IL durant l'état bloqué est

$$\boldsymbol{\Delta I_{LOff} = \int_0^{(1-\alpha)T} dI_L = \int_0^{(1-\alpha)T} \frac{(V_I - V_0)}{L}}$$

$$\boldsymbol{= \frac{(V_I - V_0)(1-\alpha)T}{L}}$$

Si on considère que le convertisseur a atteint son régime permanent, la quantité d'énergie stockée dans chacun de ces composants est la même au début et à la fin d'un cycle de fonctionnement. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$\boldsymbol{E = \frac{1}{2}L * I^2} \qquad \textbf{(II.3)}$$

En conséquence, le courant traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\boldsymbol{\Delta I_{LOn} + \Delta I_{LOff} = 0} \qquad \textbf{(II.4)}$$

En remplacent ΔI_{Lon} et ΔI_{Loff} par leur expressions on obtient

$$\boldsymbol{\Delta I_{LOn} + \Delta I_{LOff} = \frac{V_I * \alpha * T}{L} + \frac{(V_I - V_0)(1-\alpha)T}{L} = 0}$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$\boldsymbol{\frac{V_0}{V_I} = \frac{1}{1-\alpha}} \qquad \textbf{(II.5)}$$

Grâce à cette dernière expression, on peut voir que la tension de sortie est toujours supérieure à celle d'entrée (le rapport cyclique variant entre 0 et 1), qu'elle augmente avec α, et que théoriquement elle peut être infinie lorsque α se rapproche de 1. C'est pour cela que l'on parle de survolteur.

Pour la fréquence de découpage f, on en déduit l'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_0 = \frac{\alpha I_0}{Cf} = \frac{\alpha * V_I}{(1-\alpha) * R * C * F}$$

Le courant dans l'inductance est fonction de la puissance débitée par la source. On peut exprimer sa valeur moyenne en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$\boldsymbol{I_L = \frac{I_O}{1-\alpha}} \qquad \textbf{(II.6)}$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont les mêmes. En tension, on a :

$$\boldsymbol{V_{S,max} = |V_{d,max}| = V_{0,max} = \frac{V_I}{1-\alpha} + \frac{\Delta V_0}{2}}$$

Et en courant :

$$\boldsymbol{i_{s,max} = i_{d,max} = i_{l,max} = \frac{I_O}{1-\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

B.2.Conduction discontinue :

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment, est que l'inductance est complètement déchargée en début de cycle (voir les formes d'ondes sur la figure II.4). Bien que faible, la différence entre conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante :

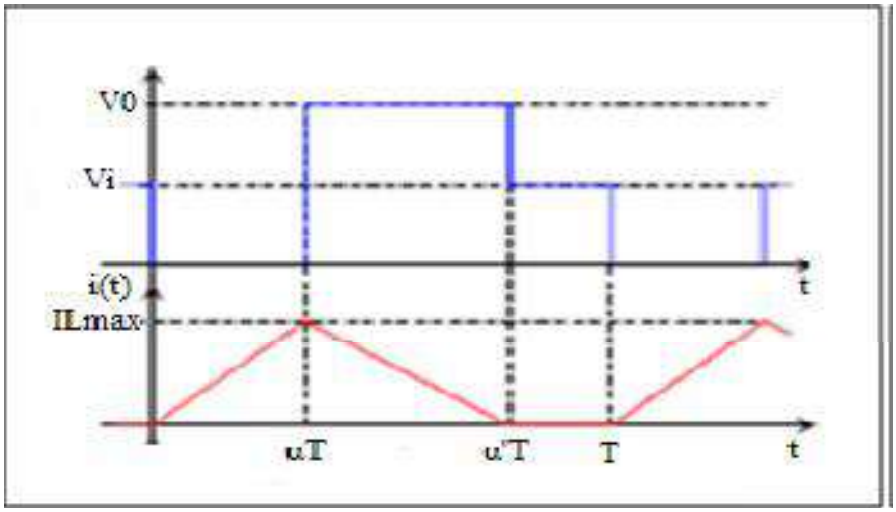


Fig. II.4 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue.

Comme le courant de l'inductance est nul en début de cycle, son maximum I_{Lmax} (a t=At) vaut :

$$I_{L,max} = \frac{V_I * \alpha * T}{L} \qquad \textbf{(II.7)}$$

Pendant l'état bloqué, IL s'annule après α'T :

$$I_{L.max} + \frac{(V_I - V_0) * \alpha' * T}{L} = 0 \qquad \textbf{(II.8)}$$

En utilisant les deux dernières équations, α' vaut :

$$\alpha' = \frac{V_i * \alpha}{V_0 - V_I} \qquad \textbf{(II.9)}$$

Le courant dans la charge Io est égal au courant moyen traversant la diode (I_D). Le courant traversant la diode est égal à celui dans l'inductance pendant l'état bloqué. Par conséquent, le courant traversant la diode peut être écrit de la façon suivante :

$$I_0 = I_D = \frac{I_{L,max}}{2} \alpha'$$

En remplaçant I_{Lmax} et α' par leurs expressions respectives, on obtient :

$$I_0 = \frac{V_I * \alpha * T}{2L} \frac{V_I * \alpha}{V_0 - V_I} = \frac{V_I^2 * \alpha^2 * T}{2L(V_0 - V_S)}$$

Par conséquent, le gain de tension en sortie peut être écrit de la façon suivante :

$$\frac{V_0}{V_I} = 1 + \frac{V_I * \alpha^2 * T}{2L * I_0} \qquad \textbf{(II.10)}$$

Cette expression est bien plus complexe que celle obtenue lors de l'étude en conduction continue. En conduction discontinue, le gain en tension dépend du rapport cyclique mais aussi de la tension d'entrée, de la valeur de l'inductance et du courant de sortie.

C. Limite entre la conduction continue et discontinue :

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, le convertisseur fonctionne en conduction discontinue quand le courant demandé par la charge est faible, et il fonctionne en conduction continue pour les courants plus importants. La limite entre conduction continue et conduction discontinue est atteinte quand le courant dans l'inductance s'annule juste au moment de la commutation. Avec les notations de la figure II.4, cela correspond à :

$$\alpha T + \alpha' T = T \qquad \textbf{(II.11)}$$

Donc :

$$\alpha + \alpha' = 1$$

Dans ce cas, le courant de sortie I_{olim} (courant de sortie à la limite de la conduction continue et discontinue) est donné par la relation :

$$I_{0\,lim} = I_D = \frac{I_{Lmax}}{2}(1 - \alpha) \qquad \textbf{(II.12)}$$

En remplaçant I_{Lmax} par son expression en conduction discontinue :

$$I_{0,lim} = \frac{V_I * \alpha * T}{2L}(1 - \alpha) \qquad \textbf{(II.13)}$$

À la limite entre les deux modes de conduction, la tension de sortie obéit aux expressions des deux modes. On utilisera celle donnée pour le mode de conduction continue :

$$\frac{V_0}{V_I} = \frac{1}{1-\alpha} \qquad \textbf{(II.14)}$$

On peut donc réécrire $I_{0,lim}$ de la façon suivante :

$$I_{0,lim} = \frac{V_I * T}{2T}\frac{V_I}{V_0}\left(1 - \frac{V_I}{V_0}\right) \qquad \textbf{(II.15)}$$

Introduisons deux nouvelles notations :

- La tension normalisée, définie par $|V_0| = \frac{V_0}{V_I}$ qui correspond au gain en tension du convertisseur.

- Le courant normalisé, défini par $|I_0| = \frac{L}{T*V_I}$Le terme $\frac{T*V_I}{L}$Correspond à l'augmentation maximale de courant que l'on peut atteindre Lors d'un cycle (variation du courant dans l'inductance atteinte pour α=1). On peut donc, en régime permanant |I0| égale 0 quand le courant de sortie est nul, et 1 pour le courant maximum que peut fournir le convertisseur.

En utilisant ces notations, on obtient :

- En conduction continue :

$$|V_0| = \frac{V_0}{V_I} \qquad \textbf{(II.16)}$$

- En conduction discontinue :

$$|V_0| = 1 + \frac{V_I * \alpha^2 * T}{2L * I_0} = 1 + \frac{\alpha^2}{|2I_0|}$$

- le courant limite entre la conduction continue et discontinue est :

$$I_{0,lim} = \frac{V_I * T}{2L}\alpha(1-\alpha) = \frac{I_{0,lim}}{2|I_0|}\alpha(1-\alpha)$$

Par conséquent, la frontière entre conduction continue et discontinue est décrite par :

$$\frac{1}{|2I_0|}\alpha(1-\alpha) = 1 \qquad \textbf{(II.17)}$$

La différence de comportement entre conduction continue et discontinue est très nette. Cela peut engendrer des problèmes d'asservissement de la tension de sortie.

Selon les caractéristiques de système, le convertisseur doit booster une tension d'entrée de 12V ou de 24V à 220 V de tension de sortie. Afin de fournir un tell grand gain de CC, le convertisseur conventionnel boost doit fonctionner sous le rapport cyclique tout à fait grand. En autre, vu le grand courant d'entrée le convertisseur boost a besoin de travailler en mode continu de conduction (CCM) pour réduire l'effort courant du commutateur principal. La diode devrait être utilisée pour bloquer 220V de la tension intermédiaire d'autobus. Dans ces conditions de fonctionnement, le convertisseur boost rétablisse des problèmes renversé dans le redresseur de sortie et le commutateur principal, qui réduit l'efficacité due aux perds de commutations. En autre, la perte de conduction du commutateur principal serait très grande parce que le dispositif à haute tension d'estimation à la sur-résistance normalement grande. Ce qui est le plus mauvais, le redresseur de sortie ne fonctionnerait pas correctement en raison de la période d'ouverture très courte et à sont tour la tension de sortie ne grimperait pas jusqu'à 220 V en raison de la perte de conduction et du grand rapport cyclique. Quand aucune technique de commutation douce n'est pas appliquée au convertisseur boost conventionnel, la fréquence de commutation est généralement limitée autour de plusieurs kilohertz pour réduire la perte de commutation. En conséquence, la taille des composants passifs tels que l'inducteur d'entrée et le condensateur de sortie sera encombrante, entraînant la réduction de la densité de puissance.on propose d'autres topologies de convertisseur boost :

II.2.1.2. Convertisseur Boost en cascade :

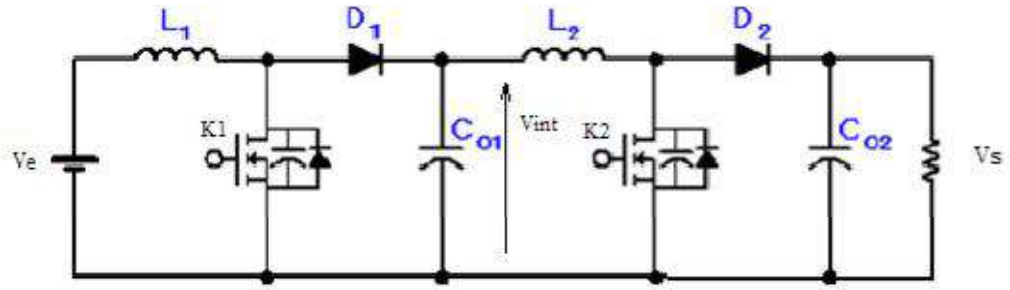


Fig. II.5.Convertisseur boost en cascade.

La tension intermédiaire d'autobus est établie entre deux étapes et deux convertisseurs reliés par série partager le grand rapport de tension. Tell que montré dans fig. II.5, cette structure peut résoudre le grand problème de rapport cyclique. En autre, le transistor MOSFET a plus basse tension et la diode peuvent être placés dans le convertisseur de la première étape ayant pour résultat de réduire les pertes de conduction et les pertes reliées par rétablissement renversé.[4]

II.2.1.3.Convertisseur Boost a trois niveaux :

Le convertisseur boost à trois nivaux montré dans fig.III.6 a été avec succès utilisé pour le circuit de la compensation de phase (PFC). En employant une structure à trois nivaux, le convertisseur peut obtenir quelques avantages par rapport au convertisseur boost conventionnel .Premièrement, les efforts de tension des commutateurs et les redresseurs deviennent moitié de la tension de sortie.

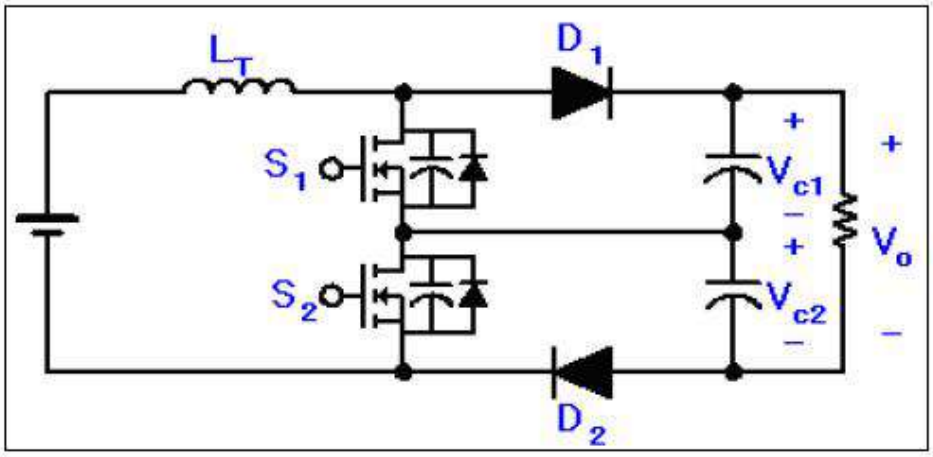


Fig. II.6.Le convertisseur boost à trois nivaux.

Par conséquent le transistor MOSFET d'estimation de basse tension et la diode peuvent être utilisé pour réduire la perte de conduction. En même temps, la perte reliée par rétablissement renversé peut être réduite quand la diode d'estimation de basse tension est appliquée pour le redresseur. En autre, la fréquence d'ondulation du courant d'inductance d'entrée devient deux fois plus haute que la fréquence de commutation, qui permet à la taille de l'inducteur d'entrée d'être rétrécie. Par conséquent, la densité de puissance et l'efficacité du convertisseur seront améliorées bien que le nombre de composants actifs soit augmenté.[4]

II.2.1.4.Mise en parallèle de convertisseurs boost élémentaires :

La mise en parallèle des convertisseurs est une structure qui permet de partager le courant entre plusieurs cellules élémentaires. Le courant traversant chaque cellule est alors moins important. On diminue ainsi les contraintes en courant des composants. On présente sur la figure II.7 un convertisseur continu-continu, constitué de deux Boost élémentaires identiques mis en parallèle. Chaque cellule fournie la moitié de la puissance totale. Cette structure est utilisée pour réduire l'ondulation du courant d'entrée, le poids et le volume du convertisseur. D'ailleurs, la mise en parallèle de plus de deux convertisseurs est également utilisée.

Dans la structure de convertisseur de la figure II.7, chaque Boost élémentaire est commandé avec le même rapport cyclique α et les commandes sont décalées entre elle d'une demi-période. Le courant moyen passant dans chaque cellule correspond à la moitié du courant d'entrée. La tension de sortie a la même valeur que celle du Boost classique pour un rapport cyclique donné. Mais l'ondulation du courant délivré

par la source est plus faible que celle du courant dans chaque convertisseur élémentaire. La fréquence du courant d'entrée est doublée par rapport à celle du découpage.

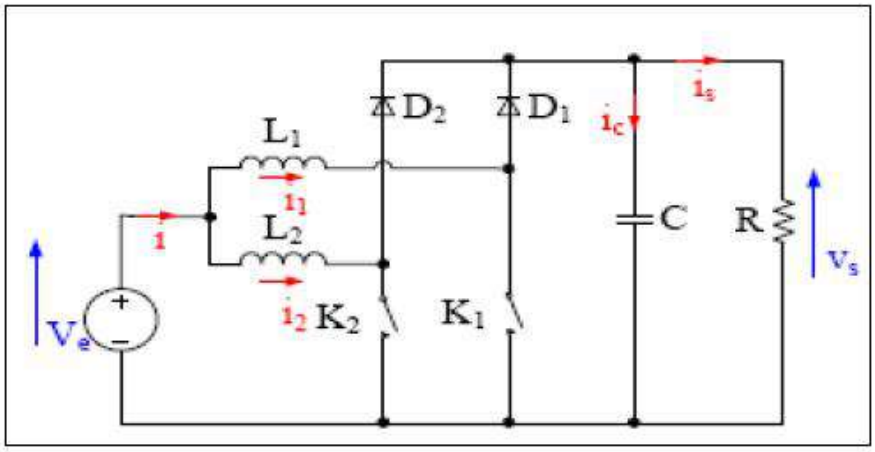


Fig.II.7. Mise en parallèle de deux Boost.

Tant que les deux convertisseurs élémentaires sont identiques, les courants dans les inductances sont de même forme, mais ils sont décalés d'une demi-période entre eux. Les ondulations de courant dans chaque inductance sont toujours égales à :

$$\Delta i_L = \Delta i_L = \Delta i_L = \frac{\alpha * V_e}{L * F} \qquad \textbf{(II.18)}$$

Pour un rapport cyclique inférieur à 0,5 l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie s'écrivent en fonction de l'ondulation dans les convertisseurs élémentaires :

$$\Delta_i = \frac{1-2\alpha}{1-\alpha} = \frac{\alpha * V_e}{L * F} \Delta_{iL} \qquad \textbf{(II.19)}$$

$$\Delta V_S = \frac{I_S(0.5-\alpha)}{C * F} = \frac{\alpha * V_e(0.5-\alpha)}{(1-\alpha) * R * C * F} \qquad \textbf{(II.20)}$$

Avec F la fréquence de découpage.

Et pour un rapport cyclique supérieur à 0,5 :

$$\Delta_i = \frac{2\alpha-1}{\alpha} * \frac{\alpha * V_e}{L * F} = \frac{2\alpha-1}{\alpha} \Delta i_L \qquad \textbf{(II.21)}$$

$$\Delta V_S = \frac{I_S(\alpha-0{,}5)}{C*F} = \frac{V_e(\alpha-0.5)}{(1-\alpha)*R*C*F} \qquad \textbf{(II.22)}$$

Le rapport de tension n'a pas changé :

$$V_{K,max} = |V_{d,max}| = V_{S,max} = \frac{V_e}{i-\alpha} + \frac{\Delta V_S}{2} \qquad \textbf{(II.23)}$$

Par contre, les courants dans les interrupteurs et les diodes sont divisés par deux :

$$V_{K,max} = V_{d,max} = V_{S,max} = \frac{I}{2} + \frac{Vi_{L1}}{2} \qquad \textbf{(II.24)}$$

Lorsque le Boost entrelacé est constitué de n cellules élémentaire, chaque cellule est commandée avec le même rapport cyclique, mais les commandes sont décalées de 1/n période. Les courants circulant dans chaque inductance ont la même forme. La fréquence du courant d'entrée du Boost entrelacé est devenue n fois celle des signaux de commande. Son ondulation devient nulle lorsque le rapport cyclique égale 1/n, ou un nombre entier de 0 à n-1 multiple de 1/n.

Comme pour un Boost classique, chaque cellule de Boost entrelacé peut fonctionner en mode de conduction discontinue. Cependant, le courant d'entrée du Boost entrelacé est la somme des courants des cellules. Bien que les cellules fonctionnent en conduction discontinue, le convertisseur entrelacé peut fonctionner en conduction continue au niveau du courant d'entrée quand la durée de conduction est supérieure à 1/n de la période de découpage.

Comme pour le Boost entrelacé, la mise en parallèle des cellules élémentaires peut aussi être appliquée aux autres convertisseurs continu-continu classiques. Comme la mise en parallèle est capable de répartir le courant débité de la source dans chaque cellule élémentaire par la régulation de courant dans chaque cellule, ces structures permettent de débiter un fort courant.

Lorsque cette structure est associée avec une commande décalée, l'ondulation de courant d'entrée peut être largement réduite sans augmenter le volume.

II.2.1.5.Circuit de boost á deux étages :

Le circuit à deux étages de boost est dérivé du convertisseur boost élémentaire en ajoutant les parties (L2 –D2 –D3-C2).

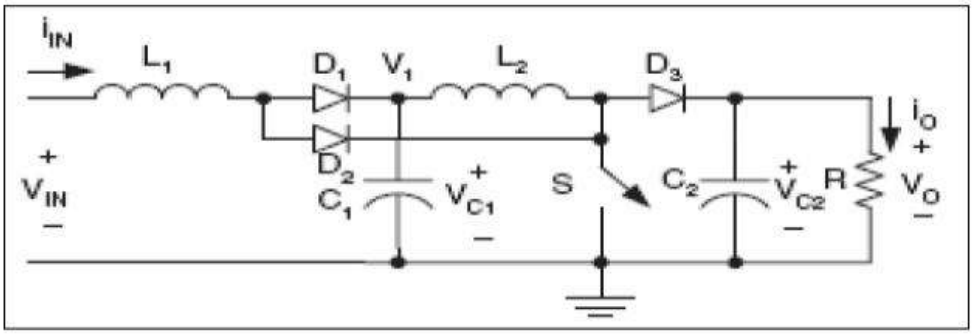


Fig. II.8. Le circuit du convertisseur boost à deux étagés

II.2.1.6. Circuit de boost a trois étages :

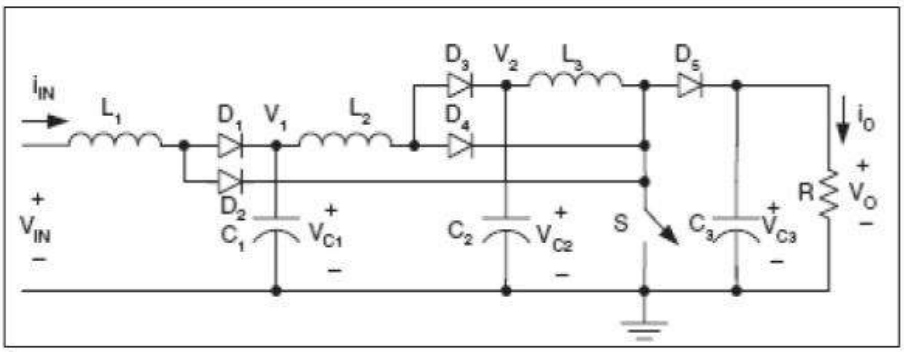


Fig. II.9. Le convertisseur boost a trois étages.

Le circuit de boost à trois étages est dérivé du circuit de boost à deux étages le double ajoutant les parties (L2 –D2 –D3-C2).Son schéma équivalents est montré sur la figure II.9. La tension à travers le condensateur C1 est chargée Av1. Comme décrit précédemment, la tension V1 à travers le condensateur C1

II.2.1.7. Circuit Additionnel de boost Élémentaire :

Ce circuit additionnel de boost élémentaire est dérivé du convertisseur boost élémentaire en ajoutant DEC. Son circuit est montré sur le schéma III.10. La tension à travers le condensateur C1 et C11 est chargée à V1 et la tension à travers le condensateur C12 est chargée à VO =2V1. Le courant iL1 traversant l'inductance L1

augmente avec la tension Vin pendant la période ON αT et diminue avec la tension -(V1 -Vin) pendant la période off (1 -α) T .Par conséquent :

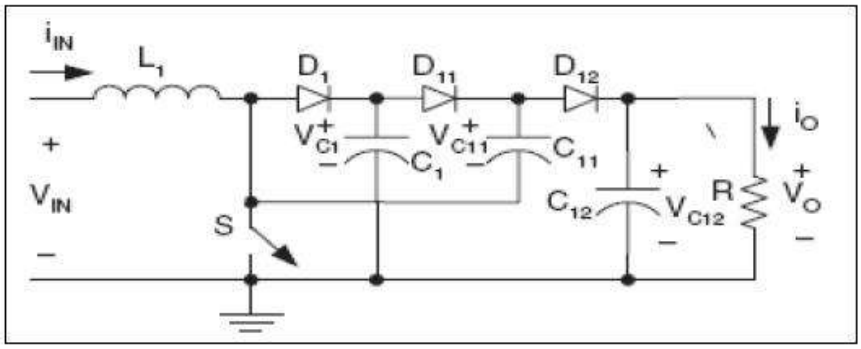


Fig. II.10. Schéma du circuit élémentaire de boost.

II.2.2. Topologies isolées :[5]

Cette topologie du convertisseur DC-DC est une prolongation du convertisseur boost conventionnel. Dans ce cas-ci les côtés d'entrée et de sortie du convertisseur sont isolés par un transformateur. La fonction du transformateur est non seulement d'isoler les raisons de l'entrée et de la sortie, mais de fournir également la majeure partie du gain de tension du convertisseur.[5]

II.2.2.1.Convertisseur boost conventionnel de deux inducteurs :

Le schéma de circuit de ce convertisseur est montré sur la figure II.11. Le principe d'opération de ce convertisseur est que les deux commutateurs sont maintenus fermés afin de stocker l'énergie dans les inductances L1 et L2 ; les commutateurs sont arrêtés, un après l'autre, ainsi l'énergie est transférée à la charge par l'intermédiaire du transformateur. Comme on peut le constaté sur le schéma II.11, le convertisseur se compose de deux commutateurs, de deux inductances, d'un transformateur, pont de diode et de condensateur de sortie.

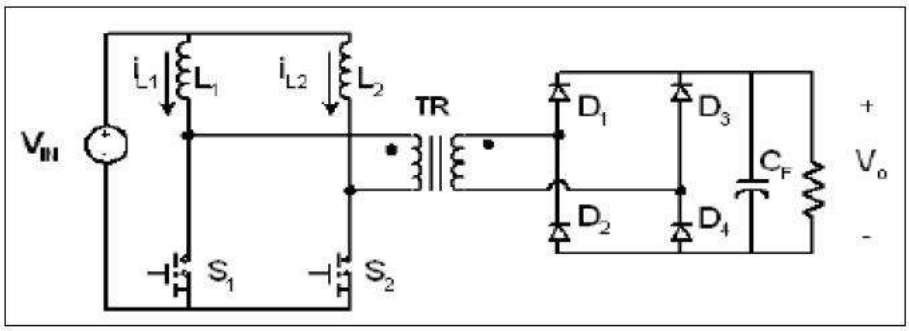


Fig. II.11. Convertisseur boost conventionnel de deux inducteurs.

Dans ce cas-ci, nous relient deux convertisseurs boost en parallèle. Les commutateurs S1 et S2 fonctionnent alternativement afin d'inverser la tension DC D'entrée pour obtenir une vague carrée sur les bornes d'entrée du transformateur. Cette tension est alors intensifiée par le transformateur et alors rectifiée par le redresseur double alternance à la pièce secondaire du circuit. Bien que la majeure partie du gain de tension du convertisseur soit due au transformateur, la présence des inducteurs L1 et L2 d'entrée produit un petit gain de la même manière comme dans un convertisseur boost.

II.2.2.2. Convertisseur boost isolée de plein-pont :

Le schéma II.12 montre le type de convertisseur boost isolée de base en pont .Dans le convertisseur boost conventionnel, un transformateur est présenté entre le commutateur principal et le redresseur de sortie. Puis, le commutateur simple est remplacé avec la configuration de pleine pont. En autre, le côté secondaire du transformateur a la configuration de redresseuse double alternance au lieu du redresseur simple de sortie.

Premièrement, quand les quatre commutateurs de pont S1-S4 s'allument en même temps, le courant par l'inductance d'entrée de boost augmente. Puis, deux commutateurs diagonaux S1 et S2 ou S3 et S4 des commutateurs de pont sont arrêtés et, alternativement, une tension est exercée dans le côté primaire du transformateur. La tension reflétée dans le côté secondaire du transformateur pousse les deux diodes diagonales D1 et D2 ou D3 et D4, vers se tourner dessus, et le courant de côté secondaire du transformateur coule dans la charge.

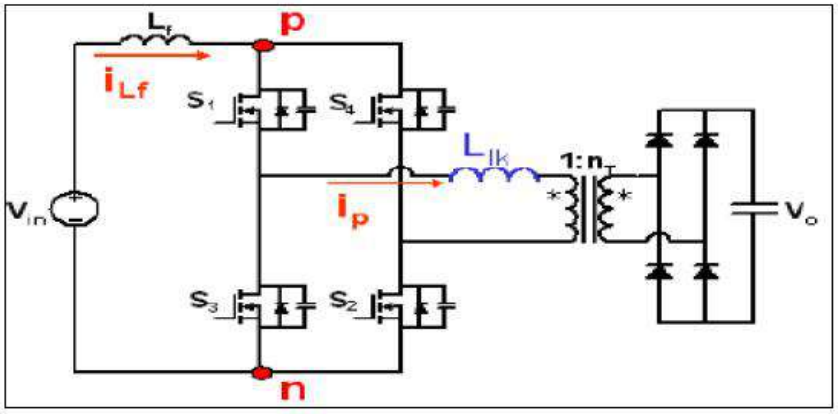


Fig. II.12.Convertisseur boost isolée en plein pont.

Quand le convertisseur boost d'isolement est utilisé, la grande opération de rapport cyclique peut être évitée en ajustant le rapport de tours du transformateur. En autre, l'effort de tension des commutateurs de pont est réduit comparée avec celui du convertisseur boost non isolée. Un transistor MOSFET d'estimation de basse tension peut être placé dans le pont de côté primaire pour réduire la perte de conduction.

De la, la taille de l'inductance d'entrée peut être réduite parce que la fréquence d'ondulation du courant par ces inductances est deux fois plus haute que la fréquence de commutation. Cependant, quand le convertisseur fonctionne de la manière expliquée dans ce qui précède, les commutateurs du pont montre que la grande commutation d'allumage et de s'éteignement se fait dans la condition de commutation dure. Se qui fait que le courant par le redresseur de sortie fonctionne en mode de conduction continu (CCM), le redresseur de sortie éprouverait les pertes.

Donc la tension VPN à travers le pont de côté primaire voit la pointe de tension dû à l'inductance de fuite du transformateur quand deux commutateurs diagonaux s'éteignent, qui excentreraient l'effort réduit de tension des commutateurs de pont.

II.2.2.3. Convertisseur boost actif bride de plein-pont :

Afin de résoudre les problèmes mentionnés ci-dessus, un convertisseur boost actif bride de plein pont (**Active clamp full-bridge boost converter ACFBC**) a était proposé comme le montre la fig. II.13. Ce convertisseur a fondamentalement la même configuration comme le convertisseur boost d'isolement proposé dans la fig.III.14 excepté la branche active de bride qui montre l'opération différente comparée avec le convertisseur boost d'isolement.

Premièrement, quand tout le pont commute S1 - S4 s'allument, le courant par l'inductance Lin d'entrée augmentent. Puis, deux commutateurs diagonaux S1 et S2 ou S3 et S4 s'éteignent et le SC de commutateur de bride s'allume avec du petit temps mort. Dans cet instant, le courant par l'inductance d'entrée essaye d'aller au commutateur de bride au lieu de traverser les commutateurs de pont puisqu'il n'y a aucun courant initial dans l'inductance de fuite du transformateur. En conséquence, le condensateur Cc de bride est chargé par le courant de triangle déterminé par le courant de l'inductance d'entrée.

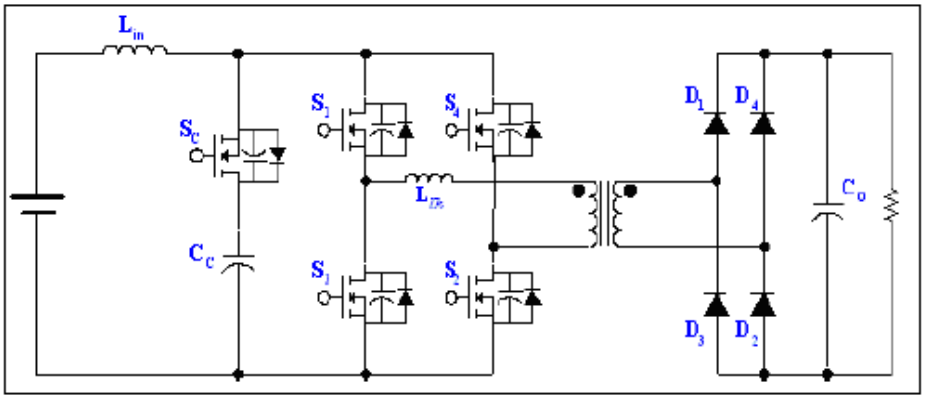


Fig. II.13. Convertisseur boost actif bride de plein pont.

Pendant la période d'arrêt de deux commutateurs diagonaux, le courant par les commutateurs de pont de côté primaire commence à augmenter à partir du courant zéro à deux fois plus grand que le courant moyen d'inductance d'entrée. Le courant est reflété dans le côté secondaire du transformateur et coule dans la charge.

À côté de cette opération unique, le courant par le redresseur de côté secondaire fonctionne en mode de conduction discontinu (DCM), ayant pour résultat de réduite au minimum la perte reliée par rétablissement renversé. Tous les commutateurs dans le côté primaire peuvent réaliser l'opération de la commutation zéro de tension (ZVS) pendant la transition de commutation, qui réduit la perte de commutation dans le côté primaire. En autre, la tension VPN à travers le pont de côté primaire est maintenue par la branche active de bride causant l'effort de tension d'être réduit au minimum.

Afin d'identifier les variables de conception, premièrement, le rapport de conversion de tension de ACFBC est dérivé en basons sur le fonctionnement du convertisseur. Il est présenté.

$$M = \frac{V_0}{V_{in}} = nT\frac{1}{1-\alpha}\frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{16L_K F_S}{\left(\frac{R_L}{n_T^2}\right)(1-\alpha)^2}}} \qquad \textbf{(II.25)}$$

De, on montre que le rapport de conversion de tension est influencé par la résistance RL de charge aussi bien que par le rapport cyclique α, qui peut être trouvé dans un convertisseur fonctionnant dans DCM. Le rapport de transformation du transformateur nT, l'inductance en série LK, et la fréquence FS de commutation auront un effet sur le rapport de conversion de tension.

Depuis la condition de charge, la gamme de tension d'entrée et la tension de sortie sont déjà définies par les spécifications, les variables de conception sont facilement identifiées comme le rapport de transformation, l'inductance en séries et fréquence de commutation. Les variables de conception détermineront l'importance de tension VC de bride par l'intermédiaire du coefficient d'utilisation et de chaîne de ZVS.

En autre, la tension de bride dicte l'effort de tension des commutateurs de côté primaire, à leur tour, influencera sur la perte de conduction et la perte de commutation.

Quand le rapport de transformation du transformateur est assumé en tant que 1 dans la condition que la tension d'entrée est 24 V, la tension de sortie est 220 V et l'e rendement est 92%, l'inductance d'entrée doit manipuler environ 20 A du courant moyen. Dans ce cas-ci, le redresseur de sortie doit porter un courant de pointe de deux fois plus élevé que l'inductance d'entrée, ayant pour résultat le grand effort courant dans le côté secondaire. D'autre part, la tension de sortie de 220 V est directement reflétée dans le côté primaire et en conséquence l'effort de tension des commutateurs de côté primaire est également augmentée. Vu cet exemple extrême, le rapport de transformation devrait être choisi aussi grand que possible pour réduire l'effort de tension des commutateurs primaires et l'effort courant de la diode secondaire.

II.2.2.4. Convertisseur boost du ZCS Plein pont :

Figure II.14 montre un convertisseur boost de la commutation zéro courant en plein pont (ZCS) où chaque commutateur dans le côté primaire a une diode en reliée série pour bloquer un courant renversé par la diode de corps du commutateur.

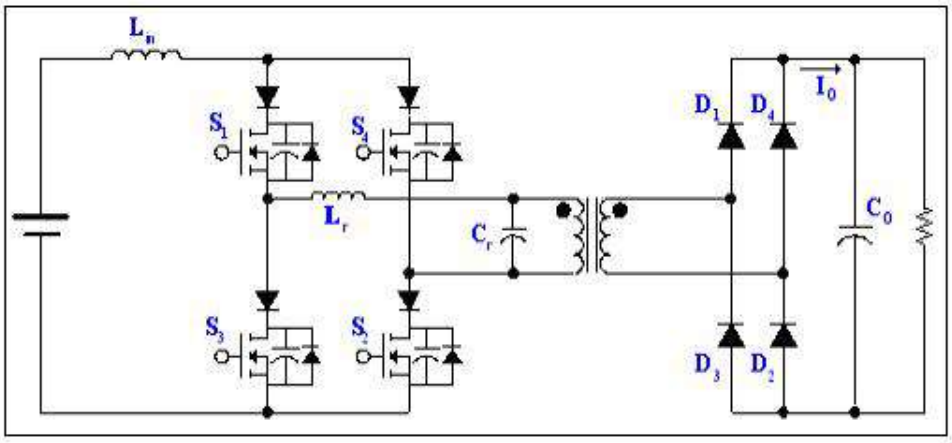


Fig. II.14. Convertisseur boost du ZCS Plein-pont

Chaque commutateur dans le côté primaire peut fonctionner dans l'état de ZCS avec la commande constante PWM du déphasage de fréquence, ayant pour résultat la basse perte de commutation. En autre, le courant par le redresseur de sortie commute naturellement et la perte reliée par rétablissement renversé peut être réduite au minimum ainsi.

Le courant par l'inductance résonnant Lr est maintenu par le courant d'inductance d'entrée et la tension à travers le Cr condensateur résonnant est limitée par la tension reflétée de sortie.

Pendant la période indépendante, la tension à travers le condensateur résonnant change sa polarité par la résonance entre Lr et Cr tandis que le courant par l'inductance résonnant va au zéro d'une mode résonnante, permettant au courant par le redresseur de sortie de commuter naturellement. L'inductance de fuite et la capacité parasite du transformateur peut être incorporée à l'inductance résonnant et au condensateur résonnant.

Cependant, le convertisseur boost du plein pont ZCS éprouve la grande perte de conduction due à la diode en série reliée dans le côté primaire parce que la chute de tension de la diode est beaucoup plus grande que la sur-résistance du transistor MOSFET utilisée comme commutateur de pont. En outre, l'énergie de circulation serait en raison accru de la grande période indépendante, qui augmentera la perte de conduction dans le côté primaire.

Parmi toutes ces topologies isolées de boost, le convertisseur boost actif de plein pont de bride a la perte totale inférieure bien que plus de transistors MOSFET soient utilisés.

II.3.Conclusion :

Dans ce chapitre, on a étudié les convertisseurs continu-continu non isolés et isolée classiques. Le rapport de transformation du convertisseur Boost est plus élevé que les autres structures classiques, même si on ajoute les éléments parasites des composants. Ensuite pour le Boost, on a montré que l'on peut segmenter en entrée (structure entrelacée à deux cellules élémentaires) et en sortie (structure à trois niveaux). Le convertisseur entrelacé permet de diminuer la contrainte en courant pour les composants semi-conducteurs, mais le convertisseur à trois niveaux peut réduire la contrainte en tension des semi-conducteurs à moitié de celle du Boost. Ils peuvent tous les deux doubler la fréquence apparente du courant d'entrée, d'où la réduction de l'ondulation du courant d'entrée.

III.1.Introduction :

Ce chapitre sera application sur le deux convertisseur boost en parallèle

Le but recherché est de choisir la structure la plus appropriée en se basant sur les résultats de simulation deux convertisseur boost en parallèle, le critère de choix est Basé sur la tension de sortie ainsi que le courant d'entrée et de Sortie.

III.2. Deux boost en parallèle :

Pour cette topologie, on mite en parallèle deux boost traditionnels comme le montre

La figure.III.1. Donc on a le même dimensionnement que pour un boost traditionnelle d'où on trouve les mêmes valeurs des différents composants.

la commande des interrupteurs K1 et K2 est décalée d'une demi-période.

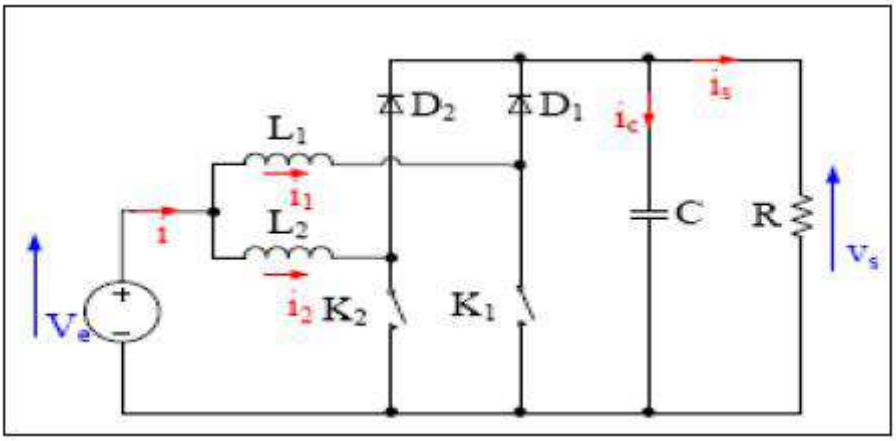


Fig. III.1. Mise en parallèle de deux Boost

Donc pour les résultats de simulation de cette topologie sont donné par :

III.3.les résultats de simulation de deux boost en parallèle :

Le model du convertisseur qui mit en parallèle deux boost traditionnels est donné sous MATLAB SIMULINK comme le montre la figure (III.2)

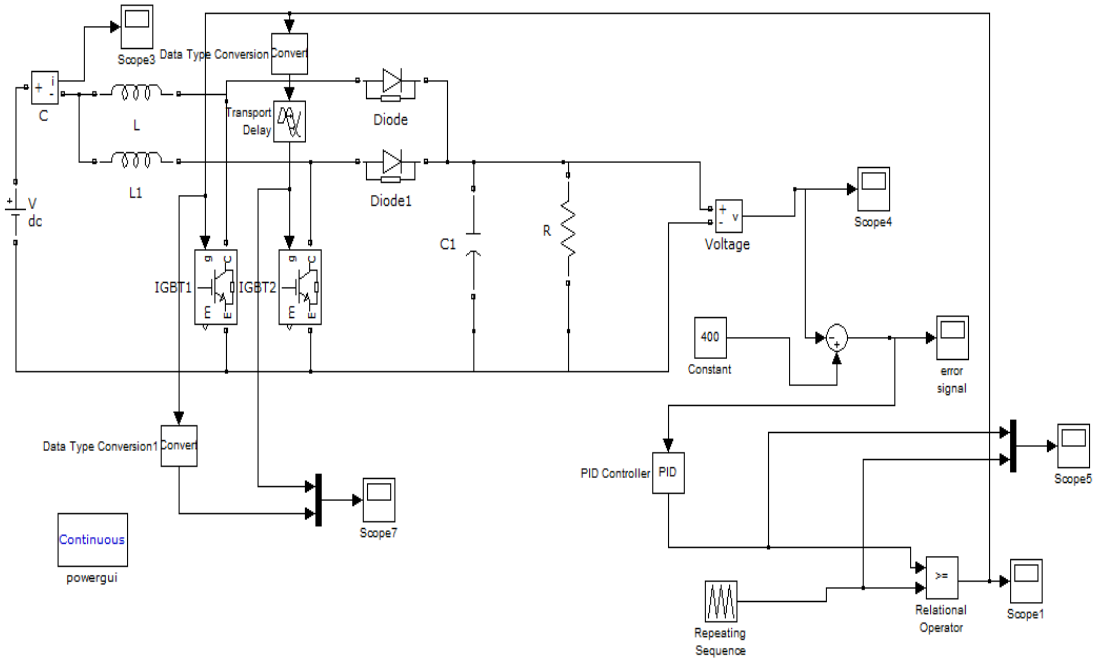


Fig. III.2.Deux boost en parallèle sous matlab simulink.

Les résultats de courant d'entré son données par :

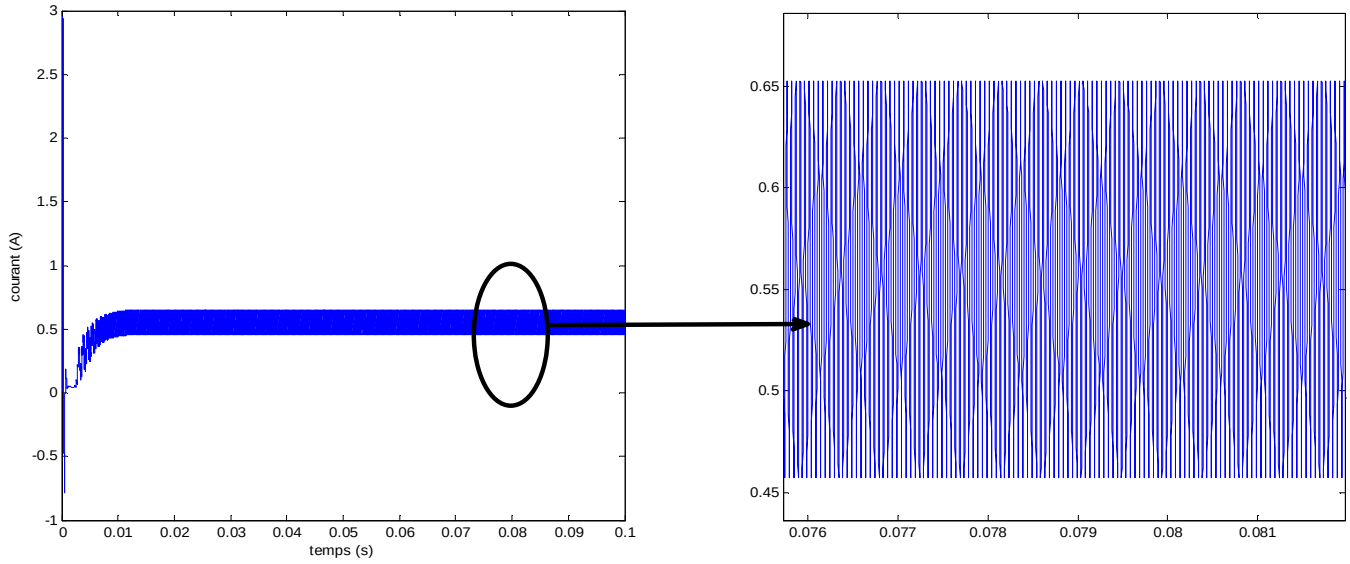


Fig. .III.3.courant d'entre de convertisseur boost en parallèle

Les résultats de tension de sortes données par :

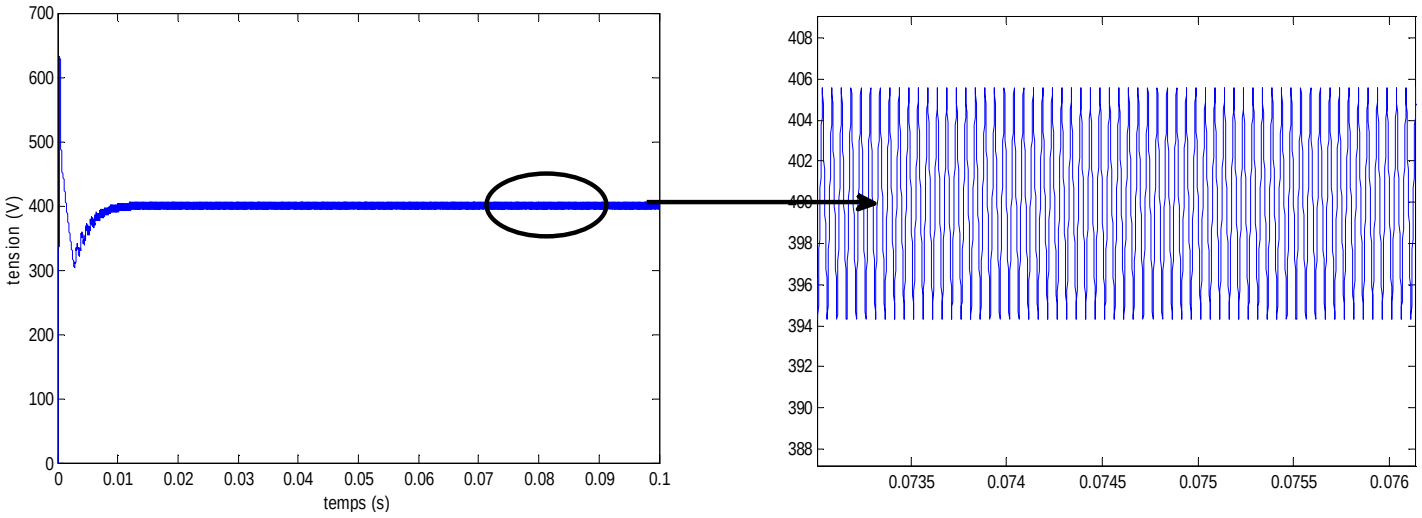


Fig.III.4.la Tension de sorte d'un convertisseur boost en parallèle

Cette figure est présenté le signale d'erreur

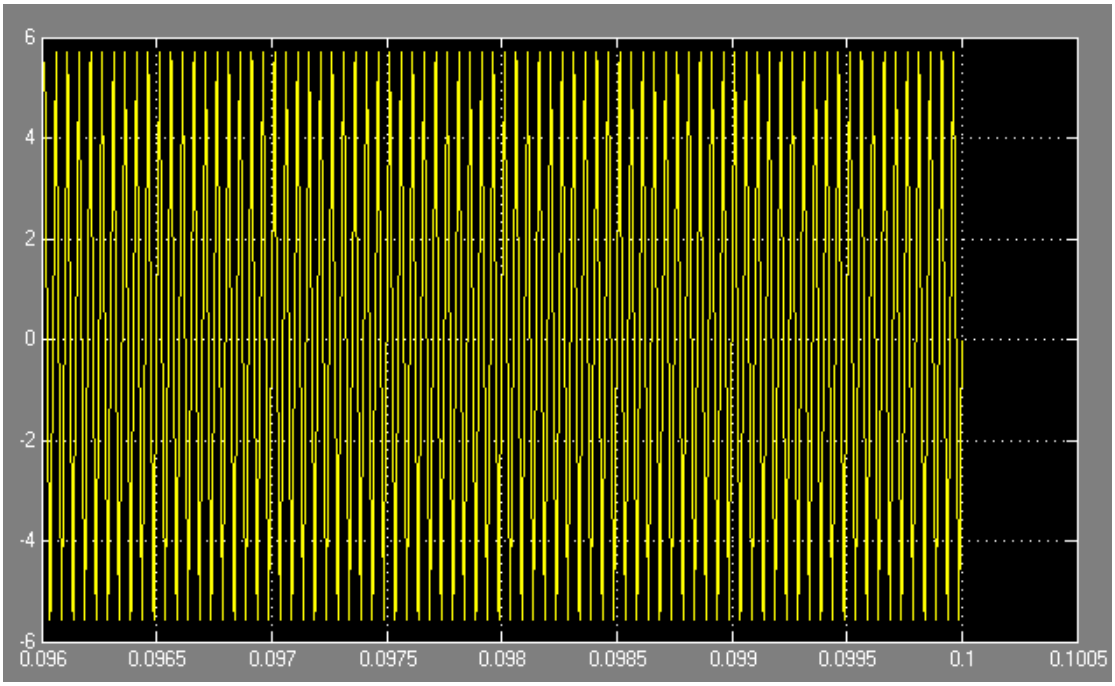


Fig.III.5. Signale d'erreur

Cette figure présanté le signale de tension de sorté après le rugulation est le signale de séquenceur :

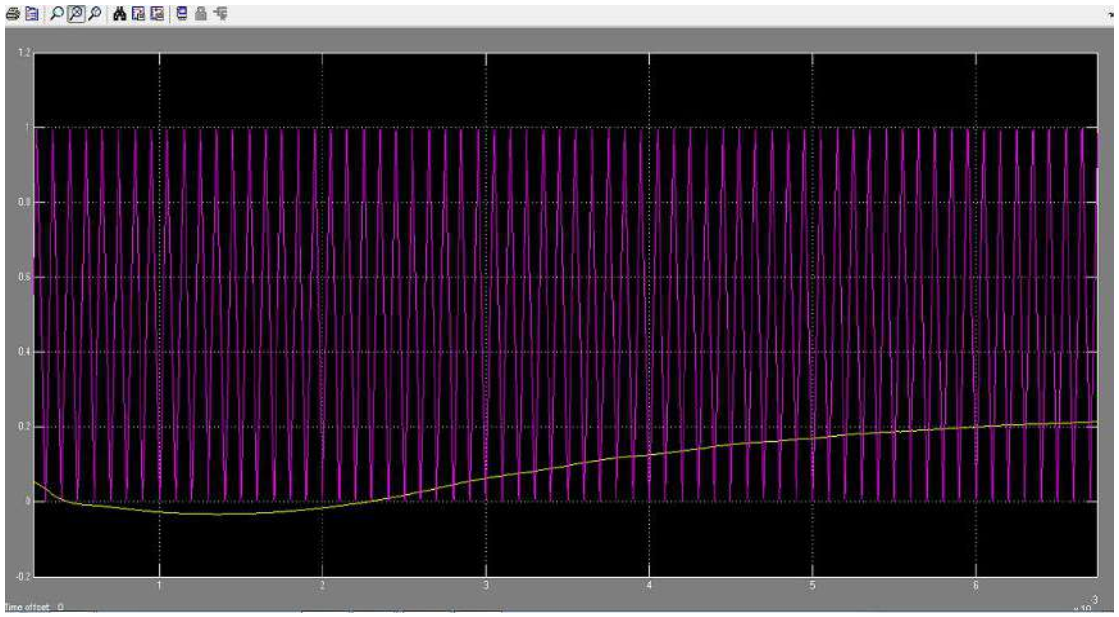


Fig.III.6.La tension v(s) et le signale de séquenceur

La tension

séquenceur

Cette figure est présenté le signale de tension d'entre aux le convertisseur boost en parallèle

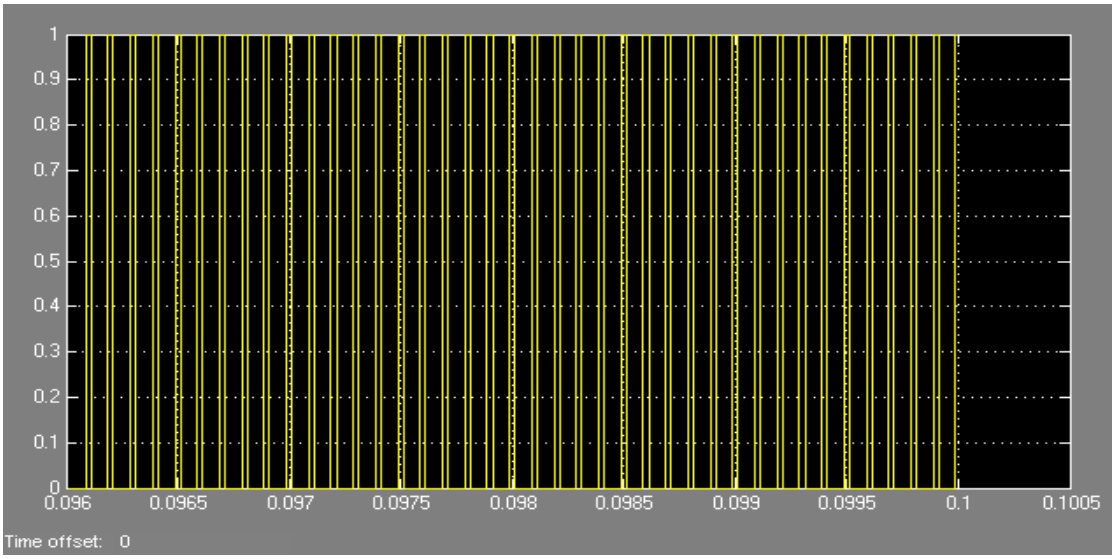


Fig.III.7.Signale de tension qui entrée aux boost

Cette figure présenté le signale de tension d'entré aux deux boost parallèle après le décalage :

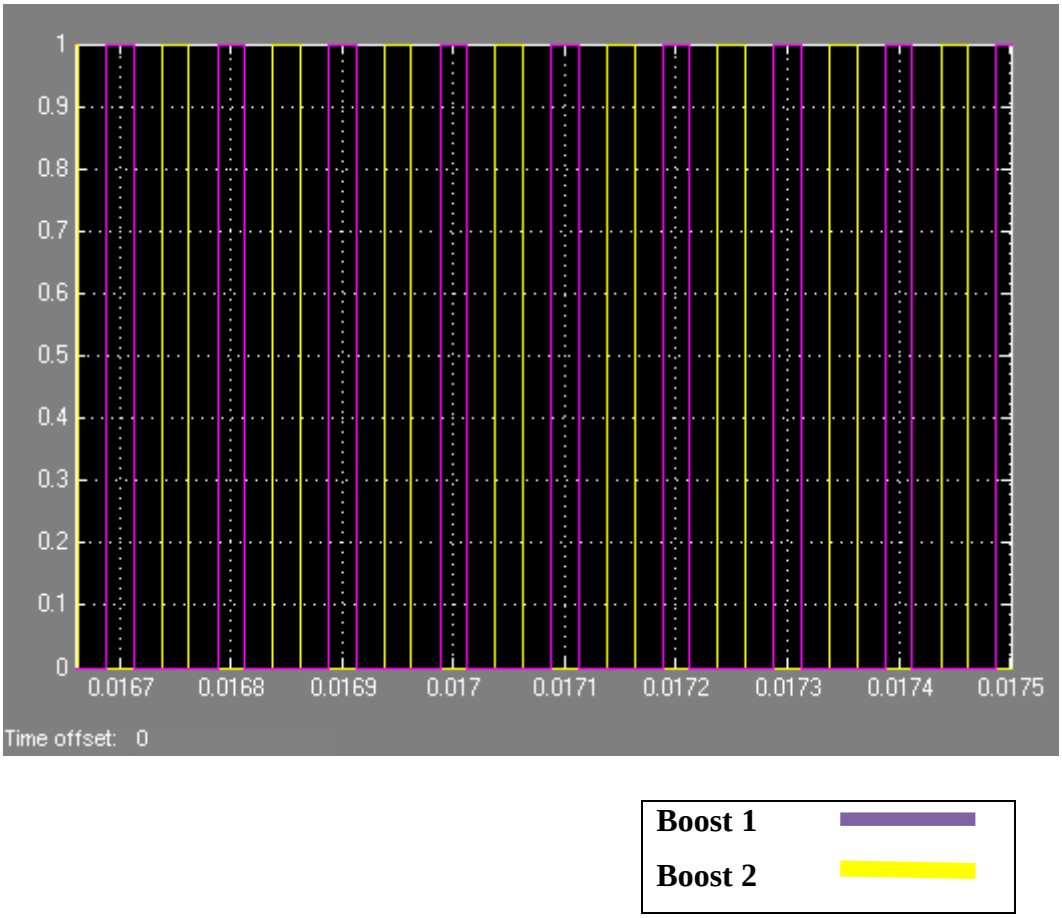


Fig.III.8.Signale de tension d'entré aux deux boost parallèles après le décalage

III. 4.Conclusion :

Dans ce chapitre on a choisi celle qui met deux boost élémentaire en parallèle, ce dernier permet d'avoir une tension sortie réglable selon notre bousions tout en réduisant et filtré le maximum les ondulations du courant qui passe dans ces composant (l'inductance par exemple) ce qui réduit ainsi leur taille, et les résultats de simulation ont confirmé notre choix

Conclusion générale :

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la nouvelle technique de modulation en MLI. Cette technique est utilisée pour la réduction des ondulations du courant.

générées par les convertisseurs statiques continus-continus et continus alternatifs. Nous avons choisi comme application de cette technique les convertisseurs continus-continus

En premier chapitre, nous avons donné une généralité sur les convertisseurs continus-continus

En deuxième chapitre, nous avons choisie le convertisseur boost et nous avons donné une généralité sur le convertisseur boost

Et en troisième chapitre, nous avons simulé le convertisseur deux boost en parallèle commandés en MLI. Nous avons montré le filtre actif pour éliminer les ondulations du courant et la tension de sortie.

LA LISTE DE LA FIGURE

Figure I.1	Schéma de principe d'un convertisseur DC-DC
Figure I.2	Schéma de principe d'un hacheur série
Figure I.3	Structure du convertisseur BOOST
Figure I.4	Structure du convertisseur BUCK-BOOST
Figure I.5	Alimentations a décomptage asymétrique de type FLYBAK
Figure I.6	Le circuit équivalent de convertisseur push-pull avec transformateur
Figure I.7	Structure de convertisseur CUK
Figure I.8	Système d'alimentation d'un ordinateur portable
Figure I.9	Eléments de circuit disponible pour la conception des convertisseurs
Figure II.1	Schéma de base d'un convertisseur BOOST
Figure II.2	Etat de l'interrupteur s
Figure II.3	Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur BOOST
Figure II.4	Formes d'ondes courant /tension dans un convertisseur BOOST en conduction discontinue
Figure II.5	Convertisseur BOOST en cascade
Figure II.6	Convertisseur BOOST a trois nivaux
Figure II.7	Mise en parallèle de deux BOOST
Figure II.8	Le circuit du convertisseur BOOST a deux étages
Figure II.9	Le circuit du convertisseur BOOST a trois étages
Figure II.10	Schéma de circuit d'un élémentaire de BOOST
Figure II.11	Convertisseur BOOST conventionnel de deux inducteurs
Figure II.12	Convertisseur BOOST isolée en plein pont
Figure II.13	Convertisseur BOOST actif bride de plein pont
Figure II.14	Convertisseur BOOST de ZCS plein-pont
Figure III.1	Mise en parallèle de deux Boost
Figure III.2	Deux boost en parallèle sous matlab simulink.
Figure III.3	courant d'entre de convertisseur boost en parallèle
Figure III.3	la Tension de sorte d'un convertisseur boost en parallèle
Figure III.4	la Tension de sorte d'un convertisseur boost en parallèle
Figure III.5	Signal d'erreur
Figure III.6	La tension v(s) et le signale de séquenceur
Figure III.7	Signale de tension qui entrée aux boost
Figure III.8	Signale d'entrée aux deux boost parallèles après le décalage

Références bibliographiques :

[1] : thèse Magister par « Meddah Mohamed »

Synthèse des convertisseurs statique DC /DC/AC pour les systèmes photo voltaïques : étude et simulation. Université de science et de technologies d'Oran

École doctorale: commande industriel des entrainements électriques et diagnostiques.

Année 2009_2010

[2]. V. Boitier, C. Alonso :

"Dimensionnement d'un système photovoltaïque". CETSIS 2005, Nancy, 25-27 octobre 2005.

[6]. Marian k. Kazimierczuk:

"Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters". Wright State University; Dayton, Ohio, USA This edition first published 2008/2008 John Wiley & Sons, Ltd

[4]: Huang Bin

Convertisseur continue-continue a rapport de transformateur élevée pour application Pile à combustible **« thèse doctorat 2009 »**

[5]: Yonghan Kang

"Design and Implementation of High Efficiency, High Power Density Front-end Converter for High Voltage Capacitor Charger**".**

Master of Science in Electrical Engineering; April 15, 2005.