

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



Faculté de Technologie

Département Ingénierie des Systèmes Electriques

Mémoire de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines Electriques

Présenté par

Assoul Houria

Boualem Ilhem

Thème :

**Control Non-Linéaire du Convertisseur DC/DC
Destiné pour Les Véhicules Electriques/Hybrides**

Soutenu le /..... /2022 devant le jury composé de:

Dr. MOUATSI	A.Malek	MCA	UMBB	Président
Dr. CHERRAT	Nidhal	MAB	UMBB	Examinateur
Dr. AOUZELLAG	Haroune	MCB	UMBB	Encadreur

Année Universitaire : 2021/2022

DEDICACES

Je dédie ce modeste mémoire :

*A mes chers parents, pour leurs sacrifices, leurs amours,
leurs soutiens et leurs encouragements que dieu me les
gardes*

A mon cher frère Ayoub

A mes belles sœurs Manel et Nawel

A mon binôme Houria

A mes meilleurs amis(es) et à tous ceux qui me sont chers.

Boualem Ilhem

DEDICACES

Je dédie ce modeste mémoire :

A ma très chère mère

Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurais point te remercier comme il se doit, tu m'as été le père et la mère à la fois, ta présence à mes côtés a toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles ; merci infiniment Maman

A mon chère partenaire Mohamed Ali

Tu m'as été le dos sur lequel j'appuyée quand j'étais fatigué, tu m'as vraiment soutenu durant cette dernière année d'étude ; merci beaucoup

Je dédie également ce travail à mon nouveau née ; la petite

WISSAL

A mes chères sœurs Amira Saïda et Roza

A mes cher frères Saïd et Sidali

A mes beaux-parents Boualem et Djahida

Et mes beaux-frères Yakoub ; Ismail et Ishak

Je dédie spécialement mon binôme Boualem Ilhem; elle a été vraiment patiente avec ma situation; merci infiniment LILI.

Assoul Houria

REMERCIEMENTS

Au terme de ce travail, nous adressons nos remerciements premièrement à ALLAH tout puissant pour nous avoir donnée la volonté, la santé et la patience durant toutes ces longues années d'études.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadrant Dr. AOUZELLAG Haroune pour ses conseils précieux qui nous a donnée durant la réalisation de ce modeste travail.

Nos remerciements s'adressent aussi aux membres de jury d'avoir accepté de juger et d'évaluer notre travail.

Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères à nos enseignants et à toute personne qui a contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

RESUME

ملخص : تعد خلايا الوقود مصدرا طاويا مثيرا للاهتمام في تطبيقات السيارات الكهربائية/الهجينة ومحطات التوليد . عموما، يكون جهد الخروج لخلايا الوقود منخفض واستجابتها بطيئة، لهذا السبب لا بد من محول مستمر- مستمر لرفع الجهد المنخفض من أجل الحصول على الجهد اللازم لتشغيل محرك السحب. تتضمن هذه الأطروحة دراسة، نمذجة و طريقة التحكم في محول مستمر- مستمر غير المعزول المرتبط بخلية الوقود. المحول المقترح عبارة عن محول رافع للجهد بأربعة فروع متشابكة. يرجع اختيار هذا المحول إلى سبب هيكله البسيط وكفاءته و موثوقيته. يتم التحكم في المحول من خلال إشارة تعديل عرض النبضة ومتحكم تناسبي تكاملي للتيار والجهد.

الكلمات المفتاحية : محول مستمر- مستمر - محول رافع للجهد كلاسيكي - محول رافع للجهد متشابك - خلية الوقود - تحكم عرض النبضة - متحكم تناسبي تكاملي.

RESUME : Les piles à combustible sont des sources d'énergie intéressante dans les applications de véhicules électriques/Hybrides et la production décentralisée. Généralement une pile à combustible a une faible tension de sortie et une réponse lente, pour cette raison, un convertisseur DC/DC est nécessaire pour élever cette tension afin d'atteindre la tension nécessaire pour alimenter la machine de traction. Ce mémoire concerne l'étude, la modélisation et la commande d'un convertisseur DC/DC non isolé pour application PàC. Le convertisseur proposé est un Boost entrelacé à quatre branches. Le choix de ce convertisseur est dû à la raison de sa structure simple, l'efficacité et la fiabilité du système. La commande de convertisseur est assurée par un signal MLI et un régulateur PI de courant et de tension.

Mots clés : Convertisseur DC/DC, Boost classique, Boost entrelacé, Pile à combustible, Commande MLI, Régulateur PI.

ABSTRACT: Fuel cells are interesting energy sources in electric/hybrid vehicle applications and distributed generation. Generally a fuel cell has a low output voltage and a slow response, for this reason a DC/DC converter is needed to raise this voltage to reach the voltage needed to power the traction machine. This thesis concerns the study, modeling and control of a non-isolated DC/DC converter for fuel cell application. The proposed converter is an interleaved Boost with a four-branch. The choice of this converter is due to the reason of its simple structure, efficiency and reliability of the system. This converter is controlled by a PWM signal and a PI current and voltage regulator.

Keywords: DC/DC converter, classic boost, interleaved boost, fuel cell, PWM control, PI regulator.

SOMMAIRE

DEDICACES

REMERCIEMENTS

RESUME

Liste des Figures et des Tableaux

Liste Abréviations et Symboles

Introduction Générale

Chapitre I : Convertisseurs Statiques

I.1 Introduction.....	1
I.2 Convertisseurs statiques.....	1
I.3 Classification des convertisseurs statiques	2
I.3.1 Convertisseur DC/AC (Onduleur).....	2
I.3.2 Convertisseur AC/AC (Gradateur ou Cycloconvertisseur)	3
I.3.2.1 Gradateur	3
I.3.2.2 Cycloconvertisseur	6
I.3.3 Convertisseur AC/DC (Redresseur)	7
I.3.4 Convertisseur DC/DC	9
I.4 Définition d'un hacheur	11
I.5 Mode de fonctionnement du convertisseur statique.....	11
I.5.1 Mode de Conduction Continue (MCC).....	11
I.5.2 Mode de Conduction Discontinue (MCD)	11
I.6 Eléments constitutifs d'un hacheur	12
I.7 Différents types de hacheur	13
I.7.1 Hacheurs réversibles	14
I.7.1.1 Hacheur réversible en tension	14
I.7.1.2 Hacheur réversible en courant	15
I.7.1.3 Hacheur réversible en courant et en tension	16
I.7.2 Hacheurs non réversibles	17
I.7.2.1 Convertisseur Boost.....	17
I.7.2.2 Convertisseur Buck	20
I.7.2.3 Convertisseur Buck-Boost.....	22
I.7.2.4 Convertisseur Cuk	24
I.7.2.5 Convertisseur Sepic	25

I.7.2.6 Convertisseur Zeta.....	26
I.8 Technique de l'entrelacement.....	26
I.8.1 Convertisseur Boost entrelacé (IBC).....	26
I.8.2 Avantages de l'entrelacement du Boost.....	27
I.8.3 Domaine d'utilisation du Boost entrelacé.....	27
I.9 Conclusion.....	28

Chapitre II : Modélisation de Boost Entrelacé

II.1 Introduction.....	29
II.2 Pile à combustible.....	29
II.2.1 Définition.....	29
II.2.2 Principe de fonctionnement et constitution.....	29
II.2.3 Types de pile à combustible.....	31
II.3 Modélisation de Boost classique.....	32
II.3.1 Structure et principe de Boost classique.....	32
II.3.2 Contraintes sur les composants.....	33
II.4 Limitations de la topologie classique du convertisseur Boost.....	34
II.5 Modélisation d'un Boost entrelacé à 4 branches.....	35
II.5.1 Structure et principe de Boost entrelacé.....	35
II.5.2 Contraintes sur les composants.....	38
II.6 Comparaison entre le hacheur simple et le hacheur entrelacé.....	39
II.7 Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).....	40
II.8 Régulateur PI.....	41
II.8.1 Correcteur à action Proportionnelle P.....	42
II.8.2 Effet de correcteur P.....	42
II.8.3 Correcteur à action Intégrale I.....	42
II.8.4 Effet de correcteur I.....	42
II.8.5 Correcteur à action Proportionnelle Intégrale PI.....	42
II.8.6 Effet de correcteur PI.....	43
II.9 Conclusion.....	43

Chapitre III : Simulation et Résultats

III.1 Introduction.....	44
III.2 Description du système.....	44
III.3 Simulation de Boost classique et Boost entrelacé.....	45
III.3.1 Boost classique.....	45
III.3.1.1 Résultats de simulation.....	46

III.3.1.2	Interprétation des résultats	50
III.3.2	Boost entrelacé.....	50
III.3.2.1	Résultats de simulation	51
III.3.2.2	Interprétation des résultats	55
III.3.3	Constatation et comparaison de résultats des deux convertisseurs	55
III.4	Simulation de Boost classique et Boost entrelacé par un régulateur PI.....	55
III.4.1	Boost classique.....	56
III.4.1.1	Résultats de simulation	56
III.4.1.2	Interprétation des résultats	58
III.4.2	Boost entrelacé.....	58
III.4.2.1	Résultats de simulations.....	59
III.4.2.2	Interprétation des résultats	61
III.4.3	Constatation et comparaison de résultats des différentes structures	61
III.5	Conclusion.....	62

Conclusion Générale

Références Bibliographiques



*Liste des Figures et
des Tableaux*

Figures

Chapitre I :

Figure I-1 : Réversibilité et non réversibilité des convertisseurs statiques	1
Figure I-2 : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques	2
Figure I-3 : Principe de base d'un onduleur	2
Figure I-4 : Principe de base d'un gradateur	3
Figure I-5 : Structure d'un gradateur à charge résistive (utilisant un Triac)	4
Figure I-6 : Structure d'un gradateur monophasé à charge RL (en assemblant deux thyristors tête-bêche)	4
Figure I-7 : La tension aux bornes de la charge du gradateur à angle de phase.....	4
Figure I-8 : La tension aux bornes de la charge du gradateur a train d'onde.....	5
Figure I-9 : Signal de commande (TOR)	5
Figure I-10 : Schéma fonctionnel d'un cycloconvertisseur monophasé	6
Figure I-11 : Allure de la tension produite aux bornes de la charge par un cycloconvertisseur....	6
Figure I-12 : Principe de base d'un redresseur commandé	7
Figure I-13 : Redresseur commandé triphasé.....	8
Figure I-14 : Principe de base d'un redresseur non commandé	8
Figure I-15 : Redresseur non commandé en pont monophasé.....	8
Figure I-16 : Principe de base d'un convertisseur DC/DC	9
Figure I-17 : Schéma d'un convertisseur buck.....	12
Figure I-18 : Formes d'onde du courant en MCC et MCD	12
Figure I-19 : Différents types de hacheur	14
Figure I-20 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension	15
Figure I-21 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant	16
Figure I-22 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension	16
Figure I-23 : Structure et formes d'ondes de courants et tensions d'un convertisseur Boost	18
Figure I-24 : Structure et formes d'ondes de courants et tensions d'un convertisseur Buck	20
Figure I-25 : Structure et formes d'ondes de courants et tensions d'un convertisseur Buck-Boost	22
Figure I-26 : Structure et formes d'ondes de courants et tensions d'un convertisseur Cuk	24
Figure I-27 : Schéma du fonctionnement de convertisseur Sepic	25
Figure I-28 : Schéma du fonctionnement de convertisseur Zeta	26

Figure I-29 : Schéma représentatif d'un convertisseur Boost entrelacé..... 27

Chapitre II :

Figure II-1 : Système d'une pile à combustible Nexa 29
Figure II-2 : Elément de base d'une pile à combustible PEMFC 30
Figure II-3 : Structure de convertisseur Boost classique. 32
Figure II-4 : Structure du convertisseur Boost entrelacé à quatre branches 36
Figure II-5 : Principe de la commande MLI..... 41

Chapitre III :

Figure III-1 : Schéma bloc de convertisseur Boost classique..... 45
Figure III-2 : Signal de porteuse et signal de commande MLI..... 46
Figure III-3 : Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost classique. 46
Figure III-4 : Courant d'entée I_{fc} de Boost classique..... 47
Figure III-5 : Courant de sortie I_{ch} de Boost classique..... 47
Figure III-6 : Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost classique pour L_{cal} et C_{cal} ... 48
Figure III-7 : Courant d'entée I_{fc} de Boost classique pour L_{cal} et C_{cal} 49
Figure III-8 : Courant de sortie I_{ch} de Boost classique pour L_{cal} et C_{cal} 49
Figure III-9 : Schéma bloc de convertisseur Boost entrelacé à quatre branches..... 51
Figure III-10 : Forme d'onde de signaux des porteuse 51
Figure III-11 : Signaux de commande de quatre interrupteurs. 52
Figure III-12: Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost entrelacé à quatre branches 52
Figure III-13 : Courant d'entée I_{fc} de Boost entrelacé à quatre branches. 53
Figure III-14 : Courants d'inductances de Boost entrelacé à quatre branches..... 53
Figure III-15 : Courant de sortie I_{ch} de Boost entrelacé à quatre branches..... 54
Figure III-16 : Schéma bloc de convertisseur Boost classique avec régulateur PI..... 56
Figure III-17: Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost classique avec régulateur PI 57
Figure III-18 : Courant d'entée I_{fc} de Boost classique avec régulateur PI..... 57
Figure III-19 : Courant de sortie I_{ch} de Boost classique avec régulateur PI. 58
Figure III-20 : Schéma bloc de convertisseur Boost entrelacé à quatre branches avec régulateur PI 59
Figure III-21 : Courant d'entée I_{fc} de Boost entrelacé à quatre branches avec régulateur PI..... 59
Figure III-22 : Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost entrelacé à quatre branches avec régulateur PI..... 60

Figure III-23 : Courants d'inductances de Boost entrelacé à quatre branches avec commande PI 60

Figure III-24 : Courant de sortie Ich de Boost entrelacé à quatre branches avec commande PI. 61

Tableaux

Chapitre II :

Tableau II-1 : Comparaison entre le Boost classique et le Boost entrelacé..... 39

Chapitre III :

Tableau III-1 : Paramètres de convertisseur Boost. 44

Tableau III-2 : Paramètres de régulation. 55



*Liste Abréviations et
Symboles*

Abréviations

- AC** : Alternating current (courant alternatif)
DC : Direct current (courant continu)
FC : Fuel Cell
IBC : Interleaved Boost Converter
MCC : Mode de conduction continue
MCD : Mode de conduction discontinue
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
PàC : Pile à Combustible
PI : Proportionnel Intégral
PWM : Pulse Width Modulation

Symboles

- Δi_{ch} : L'ondulation de courant de sortie
 Δi_{fc} : L'ondulation de courant d'entrée (de la PàC)
 Δi_L : L'ondulation de courant d'inductance
 ΔV_{ch} : L'ondulation de courant d'entrée
 f : Fréquence de commutation
 i_{ch} : Courant de sortie (de la charge)
 i_D : Courant de diode
 i_{fc} : Courant d'entrée (de la PàC)
 i_L : Courant d'inductance
 i_T : Courant de transistor

Liste Abréviations et Symboles

K_i :	Gain intégral
K_p :	Gain proportionnel
N :	Nombre de branches
U :	Signal de sortie de MLI
U_p :	Signal de porteuse
V_c :	Tension de condensateur
V_{ch} :	Tension de sortie
V_D :	Tension aux bornes de diode
V_{fe} :	Tension d'entrée (de la PaC)
V_T :	Tension aux bornes de transistor
Y :	Gain en tension
α :	Rapport cyclique



Introduction Générale

Actuellement, la crise énergétique et l'augmentation du niveau de pollution sont des problèmes majeurs à travers le monde. Des sources d'énergies nouvelles, renouvelables et propres doivent donc être considérées. Une nouvelle source possible est la pile à combustible (en Anglais : Fuel Cell), dont le principe a été découvert par Sir William Grove en 1839. [1]

Une pile à combustible utilise l'énergie chimique de l'hydrogène et de l'oxygène pour produire de l'électricité, sans pollution. Elle ne rejette que de l'eau, ce qui en fait un générateur complètement propre.

Les piles à combustible sont utilisées pour plusieurs applications, parmi eux les applications dans les transports, car ils offrent un meilleur rendement que les moteurs thermiques conventionnels couplés à des générateurs électriques. Malgré le développement qu'ont connu les piles à combustible, mais la puissance électrique délivrée sous forme d'une basse tension et d'un fort courant reste toujours l'un de ces points faibles. L'exploitation de sa charge bus DC constitue une entrave, car elle exige le recours à plusieurs convertisseurs DC/DC, qui assurent l'adaptation de la tension de sortie de la pile à la tension d'utilisation du bus DC.

Le choix du convertisseur DC/DC est dû à la qualité d'énergie produite pour que protéger la pile à combustible ainsi que d'augmenter la durée de vie des autres composants, le problème majeur qu'il doit être pris en considération est la présence des ondulations. Pour cette raison, ce travail se focalise sur le convertisseur DC/DC de type Boost entrelacé à quatre branches permettant de prendre en compte les problématiques des applications automobiles à pile à combustible. Ce dernier a été proposé pour surmonter quelques limitations du convertisseur Boost classique.

Dans notre travail, nous nous intéressons à la réduction des ondulations par la technique d'entrelacement de convertisseur Boost associé à une pile à combustible. Ce mémoire se compose, en plus de l'introduction et de la conclusion générale, de trois chapitres :

- ✚ Dans le premier chapitre, nous allons présenter des généralités sur les différents convertisseurs statiques, leur principe de fonctionnement et leur domaine d'application, ensuite, nous allons étudier d'une manière détaillée le convertisseur DC/DC non isolé (le hacheur). On va finaliser ce chapitre par le principe de l'entrelacement du convertisseur et les avantages qui peuvent être apportés par cette technique.

- ✚ Dans le deuxième chapitre, nous présentons en premier lieu, une généralité sur la PàC, en deuxième lieu, nous présentons la modélisation du convertisseur Boost classique et convertisseur Boost entrelacé à quatre branches. Après, on mentionne les limitations de la topologie classique de Boost par rapport au Boost entrelacé et on fait par la suite une comparaison entre les deux structures. Finalement, nous introduisons le principe de commande par modulation de largeur d'impulsion MLI utilisée pour le pilotage des interrupteurs, plus le régulateur PI qui permet de contrôler notre système.
- ✚ Le troisième chapitre sera consacré à la simulation des deux topologies de Boost : "classique et entrelacé" pour que voir l'intérêt de l'entrelacement dont le but de réduction des ondulations. Afin de mieux visualiser les variations de grandeurs électriques, que ce soit pour la tension ou le courant, nous choisissons de réaliser la simulation à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.



Chapitre I:
Convertisseurs Statiques

I.1 Introduction

Il existe différents convertisseurs, il y a des convertisseurs dynamiques tels que " les moteurs électriques " qui permettent de convertir une énergie électrique à un travail mécanique, mais dans ce travail, nous seulement nous intéressés aux convertisseurs à base d'électronique de puissance appelés aussi convertisseurs statiques.

Les convertisseurs statiques sont des circuits électriques utilisant des semi-conducteurs de puissance comme des interrupteurs (diodes, thyristors, transistors ...), afin de convertir le spectre du signal (amplitudes, fréquences, phases) pour adapter la source à la charge. [2]

D'un point de vue un peu plus technique, on peut classer les convertisseurs statiques en grandes familles selon la forme d'énergie (alternative ou continue) consommée par le récepteur et fournie par la source :

- Convertisseur « continu-alternatif »
- Convertisseur « alternatif-alternatif »
- Convertisseur « alternatif-continu »
- Convertisseur « continu-continu »

Dans ce chapitre, nous présentons des généralités sur les divers types du convertisseur statique et nous intéressons à la famille des convertisseurs continu-continu.

I.2 Convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter de manière réversible ou non la forme alternative ou continue d'énergie électrique, entre la source et le récepteur (monophasé ou triphasé). [2]

Un convertisseur est dit réversible, ça veut dire que l'énergie électrique peut transiter de manière bidirectionnelle. Par contre lorsqu'un convertisseur est dit non réversible celle-ci convertie l'énergie d'une source à une charge utilisatrice, l'énergie ne peut donc pas transiter dans les deux sens. Certains convertisseurs sont naturellement réversibles (onduleur) ou naturellement non réversibles (redresseur à diodes) suivant leur schéma de structure. [3]

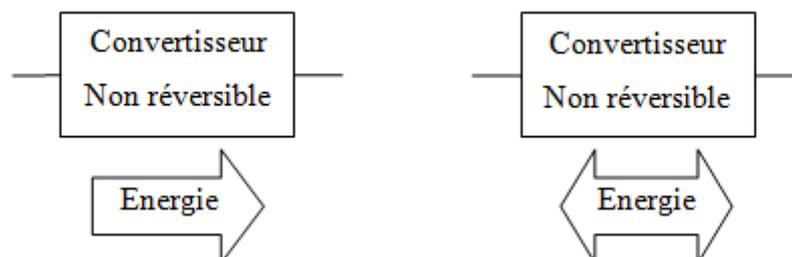


Figure I-1 : Réversibilité et non réversibilité des convertisseurs statiques. [5]

I.3 Classification des convertisseurs statiques

En électronique de puissance, on distingue quatre types de convertisseurs statiques qui sont représentés dans le schéma ci-dessous.

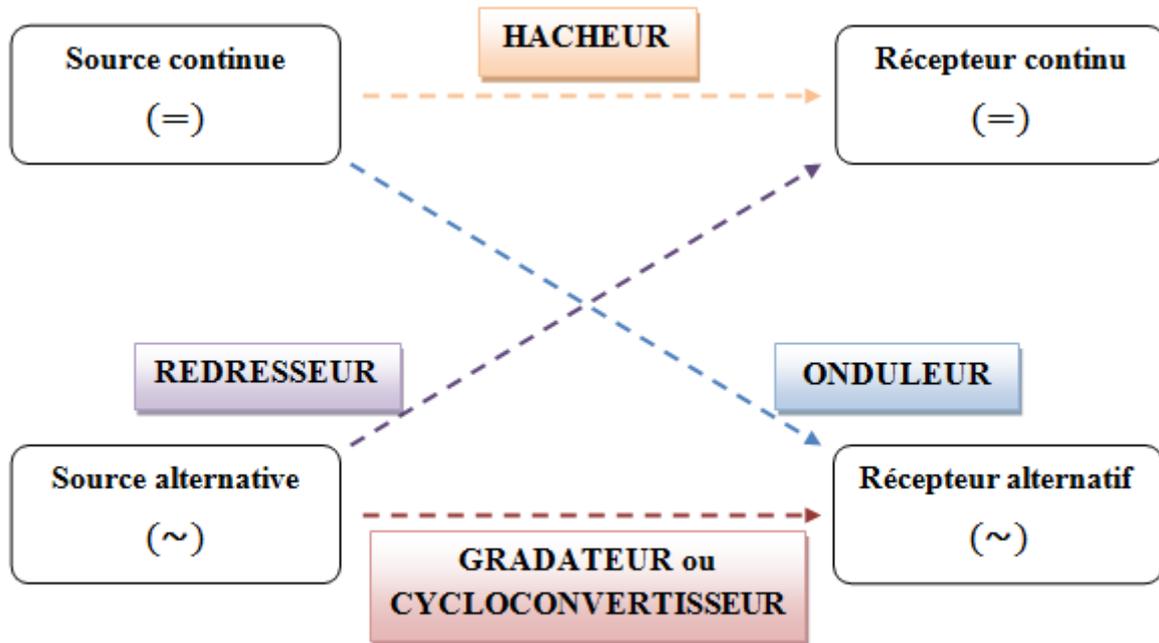


Figure I-2 : Diagramme des divers types de convertisseurs statiques. [5]

Pour le cas d'un convertisseur alternatif-alternatif, c'est un gradateur lorsque seule la valeur efficace de la tension alternative est modifiée sans changement de fréquence, sinon c'est un cycloconvertisseur avec une tension efficace et fréquence réglables. [4]

I.3.1 Convertisseur DC/AC (Onduleur)

L'onduleur est un convertisseur statique qui transforme l'énergie électrique délivrée sous forme continue pour alimenter une charge en alternatif. La figure suivante représente le principe de base de ce convertisseur. [5]

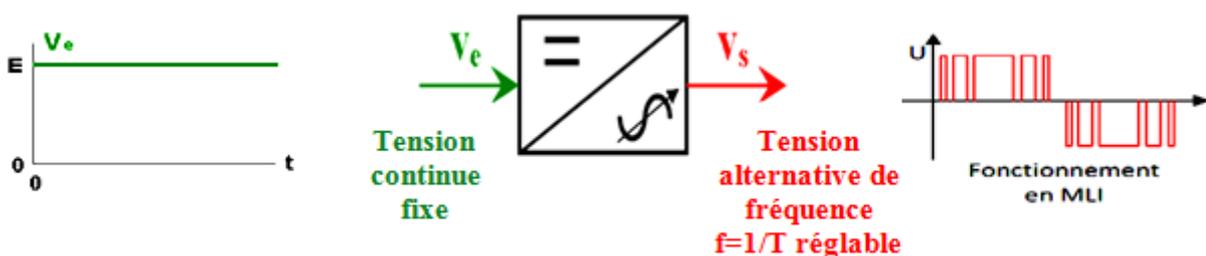


Figure I-3 : Principe de base d'un onduleur. [6]

A cause de la présence du plusieurs type de charge alternative on peut citer les cas suivants :

- Si la charge peut délivrer de la puissance et présente des forces électromotrices (réseau de distribution électrique, machine synchrone, alternateur...), l'onduleur pourra avoir une structure identique à celle d'un redresseur. C'est le fonctionnement réversible d'un même convertisseur. On parle alors d'**onduleur assisté** (ou **non autonome**).
- Si la charge est constituée par un circuit oscillant. On pourra utiliser les propriétés de ce dernier pour adapter la structure de l'onduleur. Il prend alors le nom d'**onduleur à résonance**.
- Pour les autres cas, on utilise un **onduleur autonome** car il ne suppose aucune caractéristique particulière de la charge.

✚ Applications des onduleurs

Citons quelques applications : [5, 6]

- Alimentations alternatives de secours fonctionnant sur batteries d'accumulateurs.
- L'alimentation des moteurs "synchrone ou asynchrone" à vitesse variable, en gardant $U/f = Cste$.
- L'alimentation de certains équipements indépendants de la présence du réseau (notion de continuité de service ou alimentation sans interruption).
- L'amélioration de la qualité des réseaux électriques (filtrage actif de puissance).
- Production de tension sinusoïdale de fréquences fixes ou variables : soudage, chauffage par induction...etc.

I.3.2 Convertisseur AC/AC (Gradateur ou Cycloconvertisseur)

I.3.2.1 Gradateur

Le gradateur est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de valeur efficace réglable à partir d'une tension alternative de valeur efficace et de fréquence fixe. Son principe est de découper la tension sinusoïdale d'entrée, donc la charge ne reçoit qu'une partie des deux alternances, comme le montre la figure suivante. [4]

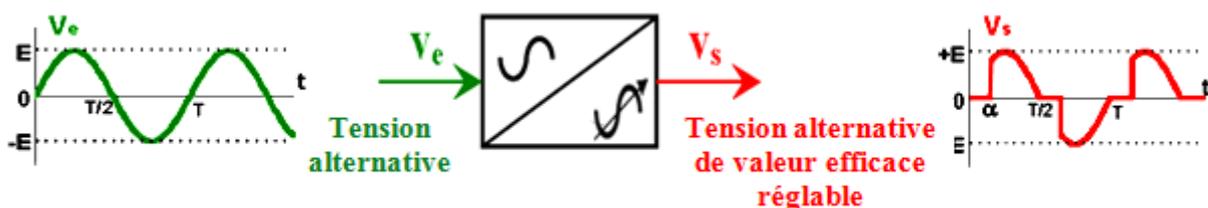


Figure I-4 : Principe de base d'un gradateur. [6]

Un gradateur utilise des interrupteurs électroniques capables de conduire dans les deux sens à l'état passant et de supporter une tension également dans les deux sens à l'état bloqué. [6]

Ces interrupteurs peuvent être réalisés par des thyristors montés en tête-bêche pour les fortes puissances ($> 10 \text{ kW}$) ou d'un triac pour les puissances inférieures (partie puissance). [4]

La partie commande est composée de divers circuits électroniques permettant d'élaborer les signaux de commande des thyristors à partir d'un ordre de commande extérieur.

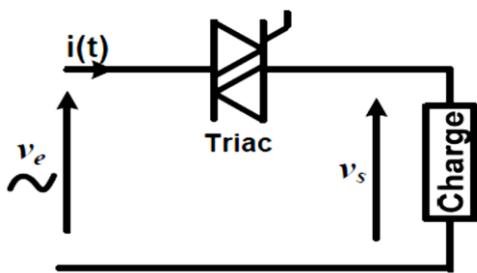


Figure I-5 : Structure d'un gradateur à charge résistive (utilisant un Triac). [4]

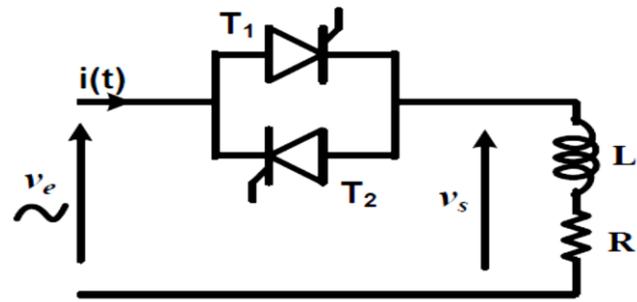


Figure I-6 : Structure d'un gradateur monophasé à charge RL (en assemblant deux thyristors tête-bêche). [4]

Il existe deux types de gradateurs :

- Gradateur à angle de phase.
- Gradateur à train d'onde.

- Le premier est commandé par un signal analogique, il est alimenté sous une tension sinusoïdale de fréquence f et de valeur efficace constante, fournit à la charge un courant alternatif non sinusoïdal de même fréquence que la tension d'alimentation, mais de valeur efficace réglable. [2]

On prend l'exemple d'un gradateur à thyristors : [4]

- Le thyristor T_1 est amorcé durant l'alternance positive avec un angle de retard α par rapport au passage par zéro de la tension de la source.

- Le thyristor T_2 est amorcé avec le même angle de retard durant l'alternance négative.

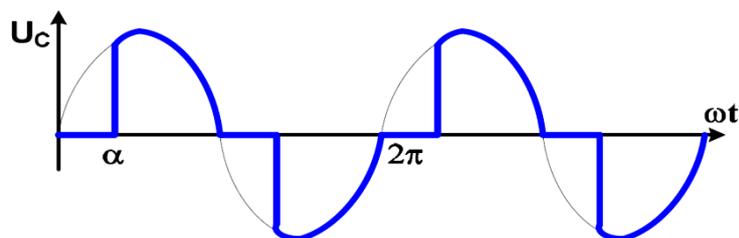


Figure I-7 : La tension aux bornes de la charge du gradateur à angle de phase. [4]

- Le deuxième est commandé par un signal de type numérique Tout Ou Rien (TOR), il est alimenté sous une tension sinusoïdale de fréquence f et de valeur efficace constante, fournit à la charge des salves de tension sinusoïdale de fréquence f' , de manière à faire varier la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge.

On prend le même exemple d'un gradateur à thyristors :

Les thyristors T1 et T2 sont amorcés de manière continue pendant le temps T_{ON} (temps de conduction) et ils sont ensuite bloqués jusqu'à la fin de la période du signal de commande.

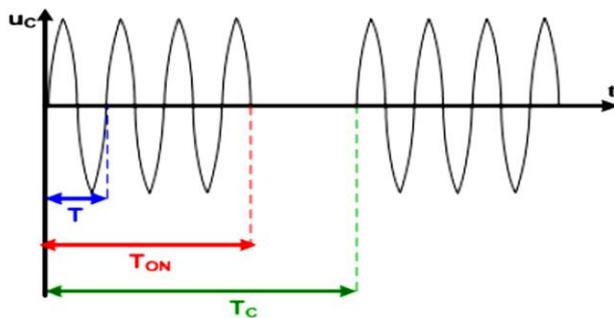


Figure I-8 : La tension aux bornes de la charge du gradateur à train d'onde. [4]

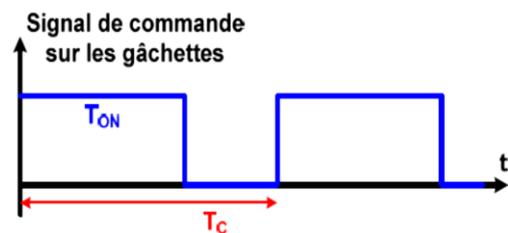


Figure I-9 : Signal de commande (TOR). [4]

- Avec :
- T : Période de la tension source.
 - T_{ON} : durée du train d'onde (salve).
 - T_C : période du signal de commande.

Le gradateur à train d'onde est un interrupteur électronique qui s'ouvre et se ferme à la période $T_{ON} = n.T$. La conduction est commandée pour un nombre entier de périodes par cycle.

✚ Applications des gradateurs

Les gradateurs sont utilisés pour plusieurs applications : [6, 7]

- La variation de la vitesse des moteurs alternatifs de faible puissance (perceuse, aspirateurs de quelques centaines de Watts et les démarrages progressifs).
- Contrôle de l'éclairage, éclairage dans les circuits d'alimentation en courant alternatif.
- Changement de prise du transformateur (lors du changement de prise du transformateur de charge).
- Commandes d'aimant AC.
- chauffage par induction, Chauffage industriel et domestique,... etc.

I.3.2.2 Cycloconvertisseur

Un cycloconvertisseur est un convertisseur de fréquence, permet d'obtenir une tension alternative et fréquence réglables à partir d'une tension alternative et fréquence constantes, sans l'intermédiaire du condensateur de liaison.

Son principe de base conçu et breveté par Hazeltine en 1926, est de construire une onde de tension alternative de basse fréquence à partir des ondes de tensions successives ayant une fréquence plus élevée.

Il est constitué de deux convertisseurs « tête-bêche » (en antiparallèle). La figure (I-10) montre un schéma fonctionnel d'un cycloconvertisseur monophasé. Chaque convertisseur est un montage redresseur simple alternance, le groupe positif est noté P et le groupe négatif à courant inverse est noté N. [8, 9]

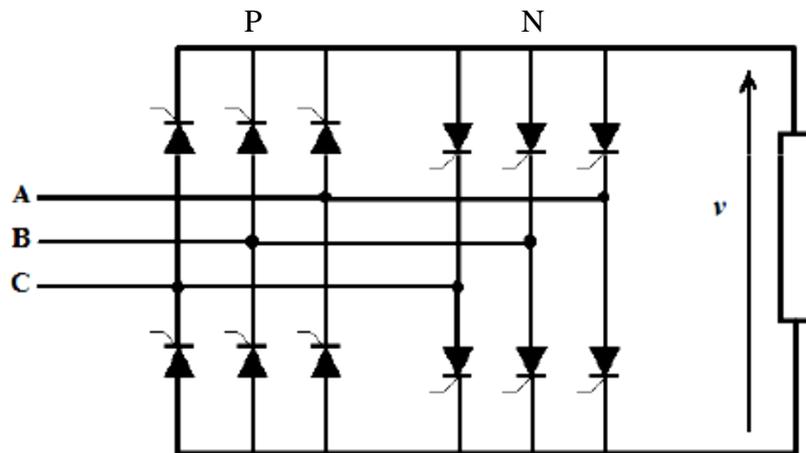


Figure I-10 : Schéma fonctionnel d'un cycloconvertisseur monophasé. [4]

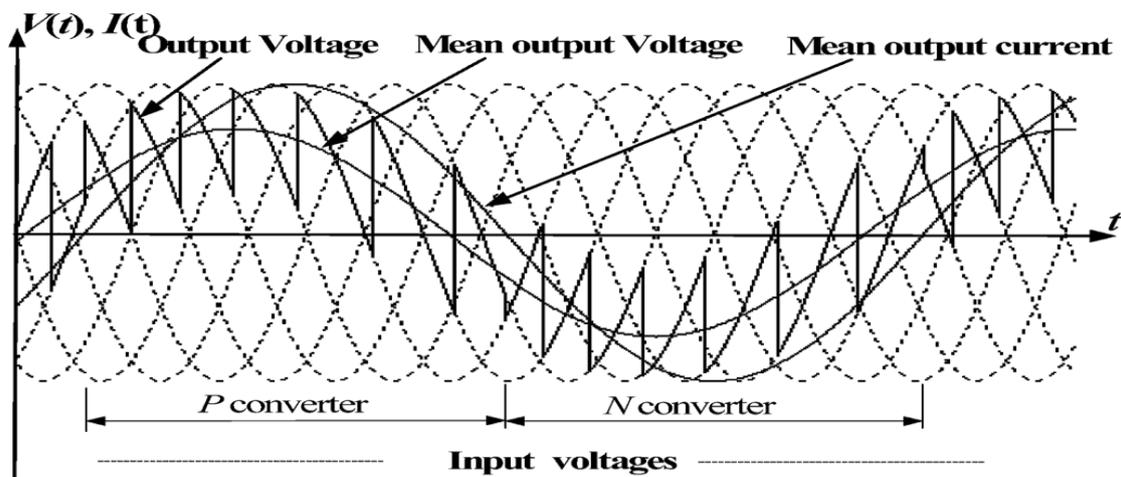


Figure I-11 : Allure de la tension produite aux bornes de la charge par un cycloconvertisseur. [8]

Une tension de sortie alternative avec une fréquence différente de la tension d'alimentation est produite en modulant l'angle du retard à l'amorçage (retard à l'enclenchement) des thyristors au rythme de la basse fréquence.

L'angle de retard à l'amorçage de chaque thyristor est déterminé par un signal de référence, qui est généralement sinusoïdale. Il contient les paramètres (la fréquence) de la tension que l'on souhaite obtenir.

La tension de sortie présente une ondulation résiduelle, qui est du même ordre de grandeur que celle obtenue pour les montages tous thyristors. [4]

✚ Applications des cycloconvertisseurs

A cause de la complexité de ce type de convertisseur, leur utilisation se situe principalement dans le domaine des fortes puissances pour : [4]

- Variation de la vitesse des machines alternatives.
- Transposition de la fréquence d'une source.
- Connexion de deux réseaux de fréquence différente.

I.3.3 Convertisseur AC/DC (Redresseur)

Un redresseur est un convertisseur statique, consiste à transformer une tension alternative (monophasée ou triphasée) en tension continue. Il permet d'obtenir des grandeurs électriques dont la valeur moyenne est différente de zéro à partir d'une tension alternative de valeur moyenne nulle. [10]

On peut classer les redresseurs en deux classes : Les redresseurs commandés et les redresseurs non commandés, figure (I-12) et figure (I-14). [11]

- Le redresseur commandé est composé de thyristors montés en pont (monophasé ou triphasé), figure (I-13).

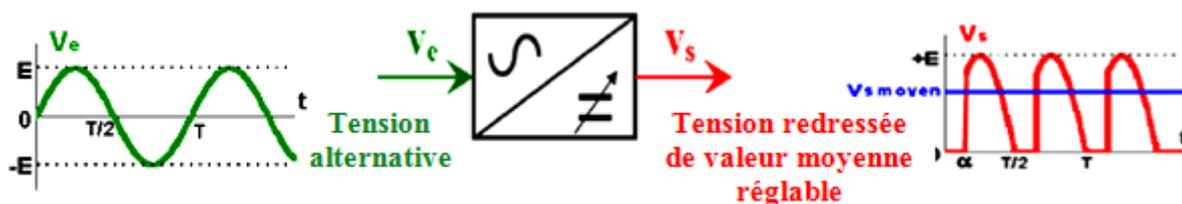


Figure I-12 : Principe de base d'un redresseur commandé. [11]

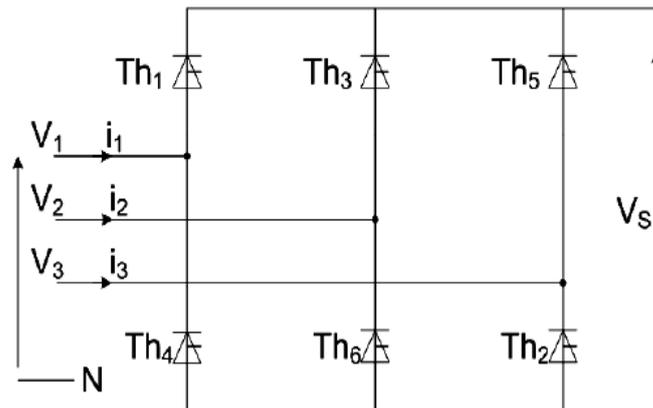


Figure I-13 : Redresseur commandé triphasé. [6]

- Le redresseur non commandé est composé de diodes montées en pont. Dans cet exemple est en pont monophasé (appelé pont de GRAETZ), figure (I-15).

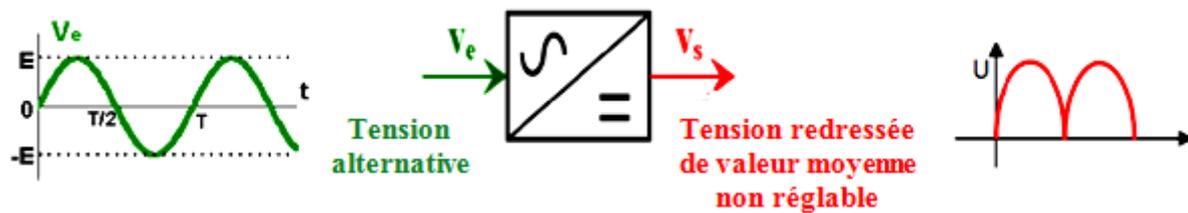


Figure I-14 : Principe de base d'un redresseur non commandé. [11]

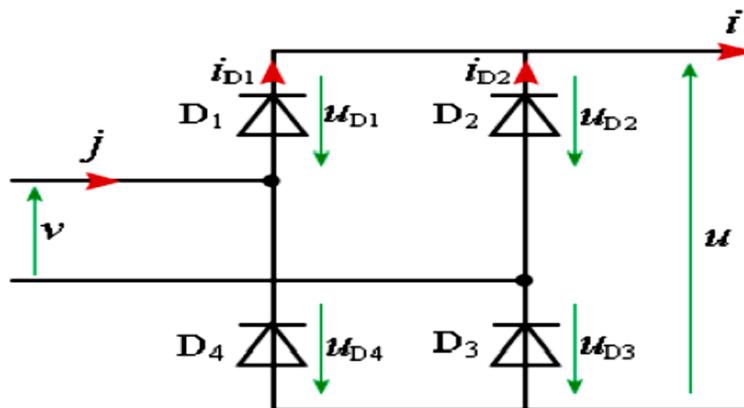


Figure I-15 : Redresseur non commandé en pont monophasé. [6]

D'autre point de vue, de la commutation électrique, on trouve deux grandes catégories de convertisseurs AC-DC (redresseurs), qui sont : Redresseurs à commutation forcée et redresseurs à commutation naturelle. [10]

- 1) Redresseurs à commutation forcée : On réalise ce type de convertisseurs, en utilisant des commutateurs à semi-conducteur (bipolaires, MOSFET ou IGBT) commandable à l'ouverture et à la fermeture.
- 2) Redresseurs à commutation naturelle : Il n'y a pas à commander l'ouverture des interrupteurs, qui sont réalisés à partir de diodes ou de thyristors.

✚ Applications des redresseurs

Les redresseurs sont utilisés pour certaines applications dans une très large plage de puissance de quelques mW (milliwatts) pour les alimentations de petits ensembles électroniques, à plusieurs GW (gigawatts) pour l'interconnexion de réseaux de distribution d'énergie électrique de phases différentes. [12]

Voici quelques exemples d'applications de ce convertisseur : [6, 10]

- Ils sont utilisés sous forme d'un étage intermédiaire dans les cartes électroniques, les fours, les électrolyses, le transport à courant continu.
- La variation de vitesse des moteurs à courant continu.
- Les chargeurs de batterie qui varient de 1 jusqu'à 24V (téléphone portable, batterie de véhicule,.....etc).
- Un redresseur-chargeur, alimenté par le réseau, constitué soit d'un pont à diodes suivi d'un hacheur, soit d'un pont commandé.
- L'alimentation des systèmes de commande des différents convertisseurs ou de machines tournantes.

I.3.4 Convertisseur DC/DC

Un convertisseur DC/DC est un dispositif d'électronique de puissance qui permet de convertir un niveau de tension fixe à un autre niveau de tension de valeur moyenne réglable par action de commutation, comme il est démontré dans la figure (I-16). [13]

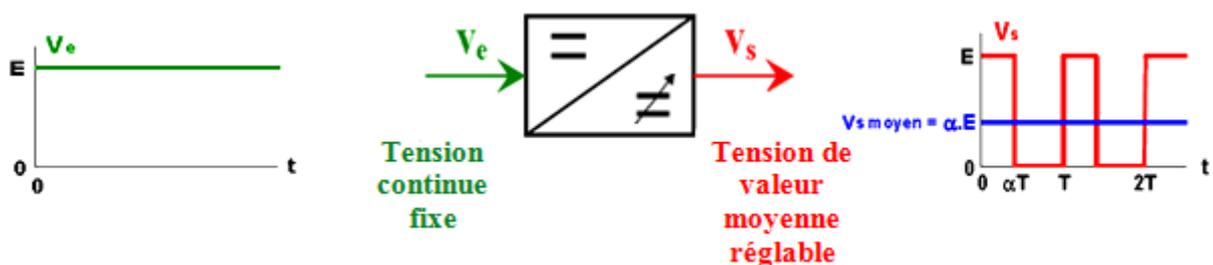


Figure I-16 : Principe de base d'un convertisseur DC/DC. [6]

Les convertisseurs DC/DC sont classés en deux familles selon la propriété d'isolation : [14]

1) Les convertisseurs DC/DC non isolés : Appelés hacheurs (choppers), qu'ils soient réversibles ou bien non réversibles, le type réversible permet l'inversion du courant ou de tension (de manière bidirectionnelle), par contre le type non réversible permet le transfert de l'énergie électrique dans un sens unidirectionnel (de la source vers la charge).

Les hacheurs réversibles sont très utilisés, surtout dans le domaine de la traction électrique à courant continu (engins de traction pour chemin fer, tramways, métros, trolleybus, et véhicules à batteries : voitures électriques, locomotives de mines).

2) Les convertisseurs DC/DC isolés : Appelés alimentations à découpage (SMPS: Switched Mode Power Supplies), ils comportent un transformateur qui permet d'assurer un isolement galvanique, et d'élever ou abaisser le niveau d'énergie électrique. Des alimentations à découpage non isolées peuvent être réalisées à base de convertisseurs DC-DC non réversibles à liaison directe ou indirecte.

Ces convertisseurs sont très utilisés pour les applications de petites puissances, on les trouve dans les appareils électroniques (PC, TV, téléphones portables, appareils de mesure, ... etc) et dans les centres de télécom.

Applications des convertisseurs DC/DC

Les convertisseurs DC-DC ont un très grand domaine d'application à différents niveaux de puissance, ils sont utilisés dans les équipements portables, les ordinateurs personnels, les périphériques informatiques, les adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues, et pour la commande des moteurs à vitesse variable...etc. [13, 15]

Nous avons présenté d'une manière générale les différents types du convertisseur statique, mais vu que l'utilité que présente le convertisseur DC/DC non isolé "le hacheur" et son importance pour notre travail, dans ce qui suit nous allons faire une étude détaillée sur les hacheurs, leurs principe de base, leurs différents types ainsi que leurs domaines d'utilisation.

I.4 Définition d'un hacheur

Un hacheur est un convertisseur continu-continu, permet de transiter l'énergie électrique d'une source continue vers une autre source continue dont la valeur moyenne de tension est réglable. Il se compose de condensateurs, d'inductances et d'interrupteurs statiques, ces dispositifs consomment moins de puissance, c'est pour cette raison que l'hacheur a un très bons rendement. [16]

I.5 Mode de fonctionnement du convertisseur statique

Un convertisseur peut fonctionner selon deux modes de conduction : "continue" ou "discontinue", dépendant de sa capacité de stockage d'énergie, de la période de commutation et de la charge.

I.5.1 Mode de Conduction Continue (MCC)

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance est transférée partiellement. Une caractéristique majeure du fonctionnement en mode de conduction continue est que le courant dans l'inductance ne s'annule pas sur une période de commutation. [17]

En régime établi, les formes d'onde des tensions et courants sont T-périodiques. Chaque période est constituée de deux parties. L'état passant de l'interrupteur défini par l'intervalle de temps $[t_0 ; t_0 + \alpha T]$, et l'état bloqué défini par l'intervalle $[t_0 + \alpha T ; t_0 + T]$, où T et α sont respectivement la période de commutation et le rapport cyclique.

Le convertisseur peut rester dans ce mode de fonctionnement aussi longtemps que le temps de stockage de l'inducteur est relativement long. Prenons l'exemple du courant d'inductance d'un convertisseur Buck, figure (I-17), la forme d'onde est donnée dans la figure (I-18(a)). [18, 19]

I.5.2 Mode de Conduction Discontinue (MCD)

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance est transférée totalement. Le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une de commutation. [17]

La période de commutation dans ce mode est constituée de trois parties. L'état passant de l'interrupteur défini par l'intervalle de temps $[t_0 ; t_0 + \alpha_1 T]$, et l'état bloqué qui est lui-même constitué de deux sous états définis par les intervalles $[t_0 + \alpha_1 T ; t_0 + (\alpha_1 + \alpha_2) T]$ et $[t_0 + (\alpha_1 + \alpha_2) T ; t_0 + T]$, avec α_1 c'est le rapport cyclique équivalent à α dans le cas de CCM, mais α_2 c'est un nouveau rapport cyclique qui désigne l'intervalle de temps $[t_0 + (\alpha_1 + \alpha_2) T ; t_0 + T]$ pendant lequel le courant s'annule durant l'état bloqué, Il s'agit d'une phase "morte" au cours de

laquelle aucun transfert d'énergie ne s'effectue de la source vers la charge et le condensateur se décharge alors lentement à travers la résistance de charge. de l'interrupteur comme le montre la figure (I-18(b)). [18, 19]

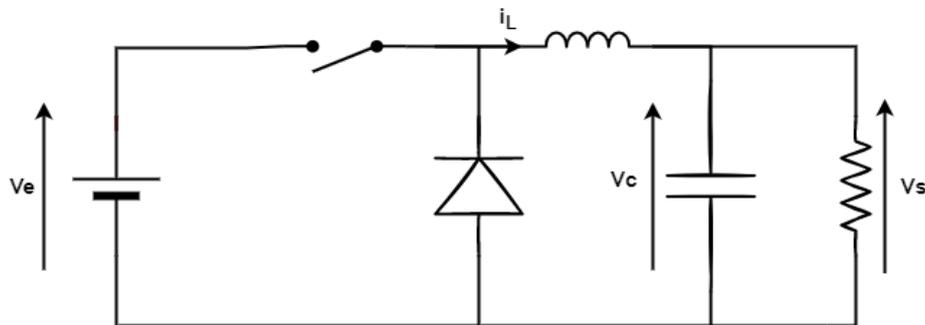


Figure I-17 : Schéma d'un convertisseur buck. [18]

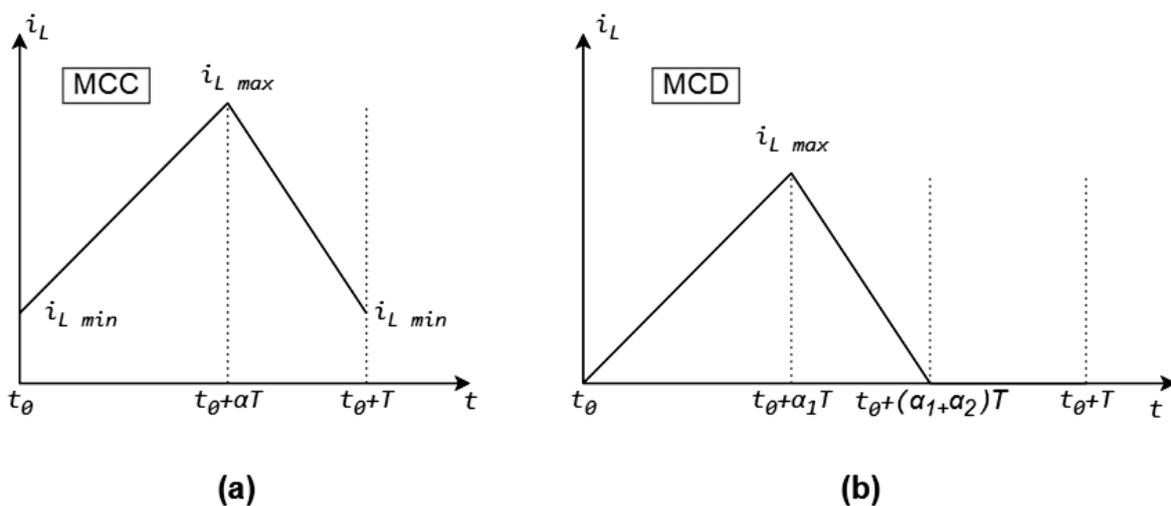


Figure I-18 : Formes d'onde du courant en MCC et MCD. [19]

I.6 Éléments constitutifs d'un hacheur

Un hacheur est généralement constitué de condensateurs, d'inductances, de résistances et d'autres éléments qui sont :

- **Source** : C'est le dispositif qui va apporter l'énergie électrique. Le générateur d'entrée présente une source de tension dont la tension est supposée constante quel que soit le courant débité. Les sources qui peuvent porter cette nature sont : [16]
 - ✓ Pile ou batterie d'accumulateurs bien chargés.
 - ✓ Source de courant (machine ou transformateur) avec condensateur suffisamment grande mise en parallèle.
 - ✓ Alimentation stabilisée.

- **Interrupteurs à semi-conducteur** : Un interrupteur à semi-conducteur est formé par un ou plusieurs composants semi-conducteurs. Sa résistance peut varier entre une valeur très élevée ou une valeur très faible, Dans tous les cas, tout interrupteur peut présenter deux états stables en régime statique : [20]
 - 1) A l'état passant (ON) : Où le courant est autorisé à circuler, l'interrupteur est dit conducteur, fermé ou amorcé.
 - 2) A l'état bloqué (OFF) : Où le courant est stoppé, l'interrupteur est dit non-conducteur, ouvert ou bloqué.

Ces interrupteurs peuvent être classés en trois groupes : [20]

- Les diodes : Composants non commandables, où les états ON et OFF contrôlés par le circuit de puissance (dépendent des grandeurs électriques du circuit).
- Les thyristors : Composants commandables à l'amorçage par un courant à la gâchette, et au blocage par un circuit extérieur.
- Les interrupteurs entièrement commandables : Contrairement de la diode, dont toutes les commutations sont spontanées (commandable à l'amorçage ainsi qu'au blocage) comme : IGBT, TRANSISTOR, MOSFET...etc.

Le choix d'un interrupteur commandable varie selon plusieurs critères : [16]

- La tension maximale pouvant être bloquée en permanence et accidentellement.
- Le courant direct maximal pouvant conduire en permanence et accidentellement.
- Chute de tension directe lors de fermeture ON.
- La fréquence de commutation entre les états de fermeture et d'ouverture.
- Procédé d'application de la commande (Commande par tension ou par courant).
- Commandabilité à la fermeture et/ou à l'ouverture.

I.7 Différents types de hacheur

Selon le parcours de l'énergie électrique entre la source et la charge (du point de vue réversibilité des grandeurs de sortie), on distingue deux catégories des hacheurs : « réversibles et non réversibles » et ces derniers aussi sont divisés en plusieurs types, figure (I-19).

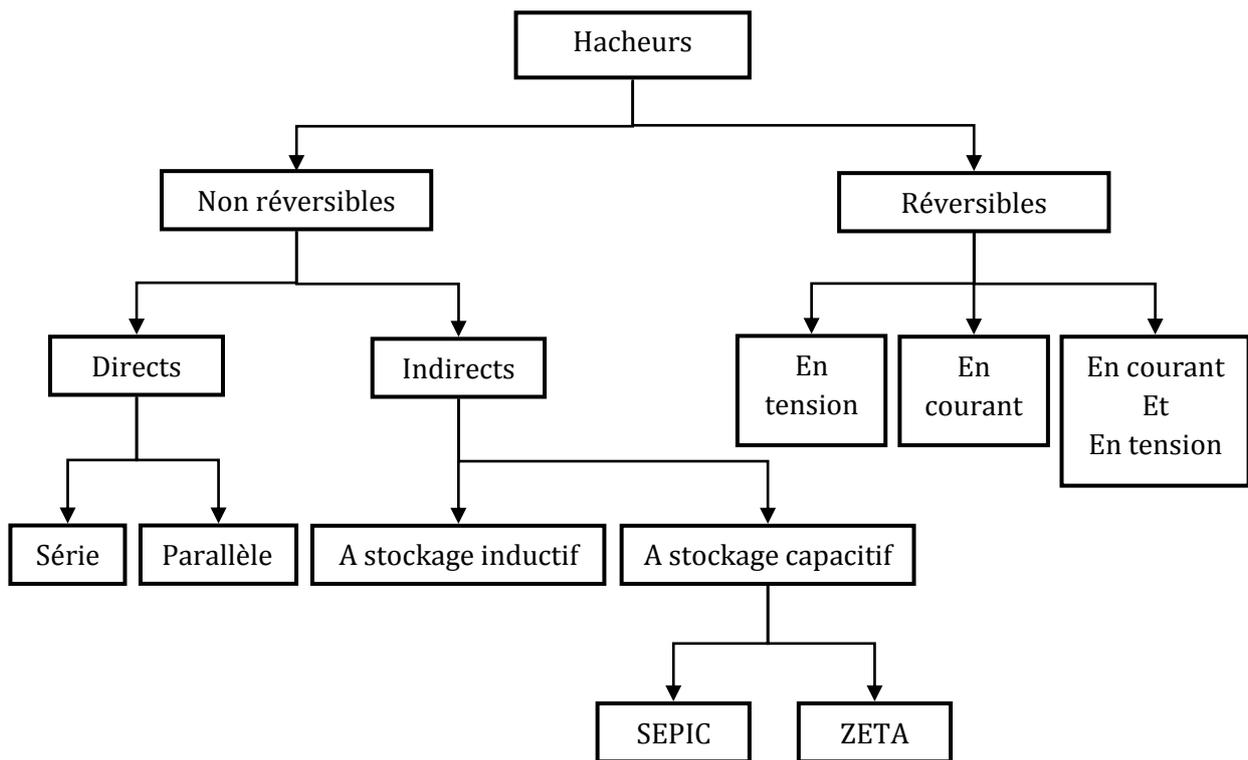


Figure I-19 : Différents types de hacheur. [14]

I.7.1 Hacheurs réversibles

Les hacheurs réversibles sont des structures qui assurent l'inversion du courant et/ou de la tension. Ainsi, il est possible d'inverser le sens de parcours de l'énergie, une source peut devenir une charge et inversement. [21]

La réversibilité permet d'apporter certains avantages aux hacheurs, par exemple : l'inversion du sens de rotation des moteurs électriques, le freinage par récupération, rechargement des batteries par récupération,...etc. [16]

Dans cette catégorie, on distingue trois types de Hacheur : réversible en tension, réversible en courant et réversible en courant et en tension.

I.7.1.1 Hacheur réversible en tension

C'est un hacheur à deux quadrants réversible en tension et unidirectionnel en courant au niveau de la charge, cela signifie que "uniquement la tension appliquée à la charge qui peut prendre des valeurs positives ou négatives, le courant doit rester de signe constant car les interrupteurs ne sont pas réversibles". [22]

On prend l'exemple d'une machine à courant continu, le convertisseur doit permettre un fonctionnement réversible de cette machine (Moteur/Génératrice) par réversibilité du flux d'excitation. [23]

On obtient donc la structure suivante :

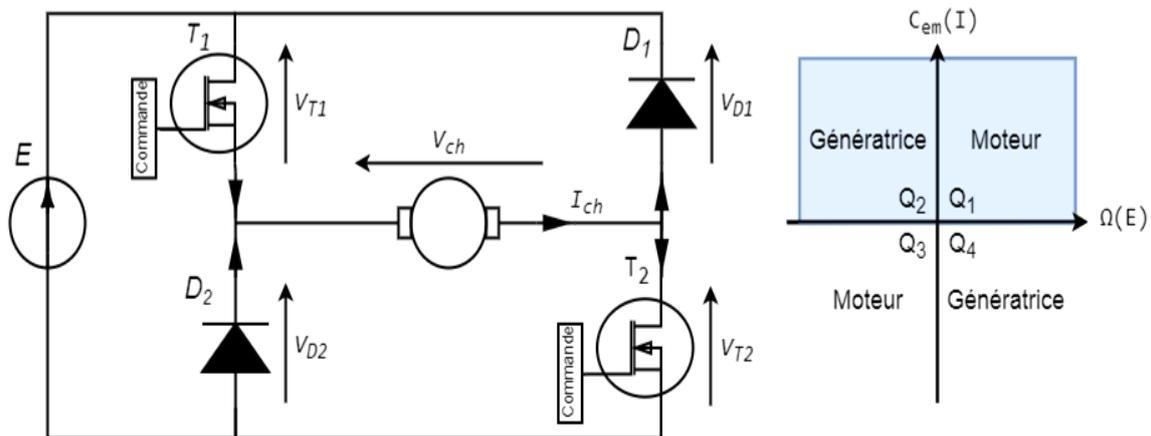


Figure I-20 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en tension. [22]

Nous avons deux interrupteurs commandés (ayant chacun deux états possibles : ON et OFF), alors on distingue deux cas principaux :

- Lors de la première phase de fonctionnement, dans l'intervalle de temps $[0, \alpha T]$: " T_1, T_2 " sont fermés et " D_1, D_2 " sont ouvertes alors $V_{ch} = +E$.
- Lors de la seconde phase de fonctionnement, dans l'intervalle de temps $[\alpha T, T]$: " T_1, T_2 " sont ouvertes et " D_1, D_2 " sont fermés alors $V_{ch} = -E$.

I.7.1.2 Hacheur réversible en courant

C'est un hacheur à deux quadrants réversible en courant, il présente une combinaison des hacheurs série et parallèle qu'ils seront étudiés ultérieurement. Pour ce convertisseur c'est uniquement le courant de charge qui peut prendre des valeurs positives ou négatives.

La commande classique de ce hacheur permet de commander l'interrupteur K_2 d'une façon complémentaire à K_1 , les temps de commutation des transistors ne sont pas toujours identiques et maîtrisés avec précision, on met en place un temps mort entre l'ordre de l'ouverture d'un transistor et l'ordre de la fermeture de l'autre transistor. Par conséquent, on garantit l'absence de conduction simultanée. [22]

La figure (I-21) montre la structure d'un hacheur réversible en courant, l'ensemble K_1 contient un transistor T_1 et une diode D_1 , de même manière pour l'ensemble K_2 , il contient un transistor T_2 et une diode D_2 .

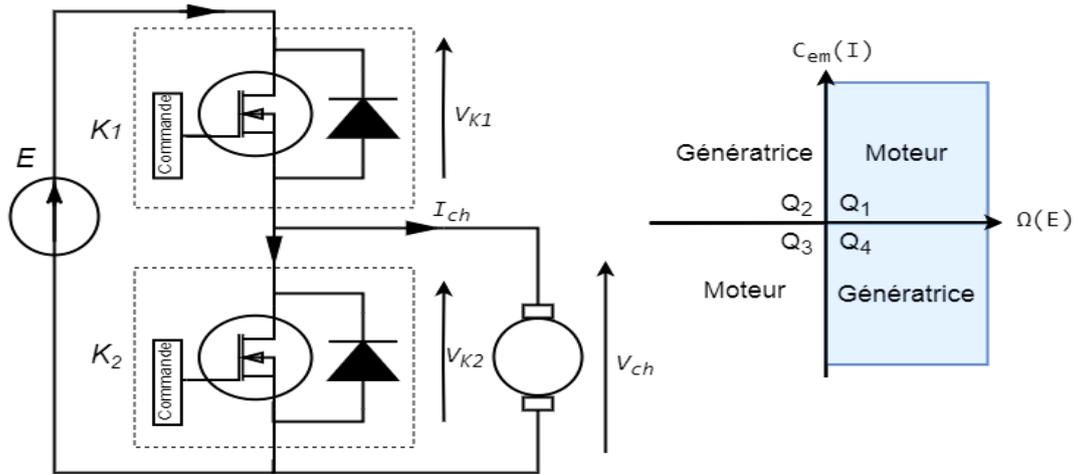


Figure I-21 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant. [22]

- Si T_1 est fermé et D_2 passante, alors le courant $I_{ch} > 0$ (fonctionnement en hacheur série).
- S'il vient à s'annuler puis changer de signe, alors, dès que l'on détecte le passage par 0, on lance la commande de deuxième interrupteur, donc T_2 est fermé et D_1 passante (fonctionnement en hacheur parallèle).

I.7.1.3 Hacheur réversible en courant et en tension

La structure du convertisseur présenté à la figure (I-22) est celle d'un hacheur à quatre quadrants. Ce convertisseur permet de faire fonctionner une machine à courant continu (dans les 4 quadrants du plan couple-vitesse) en moteur et en générateur dans les deux sens de rotation, on peut voir ce convertisseur comme l'assemblage de deux hacheurs à deux quadrants (celui réversible en courant ou celui réversible en tension). [22]

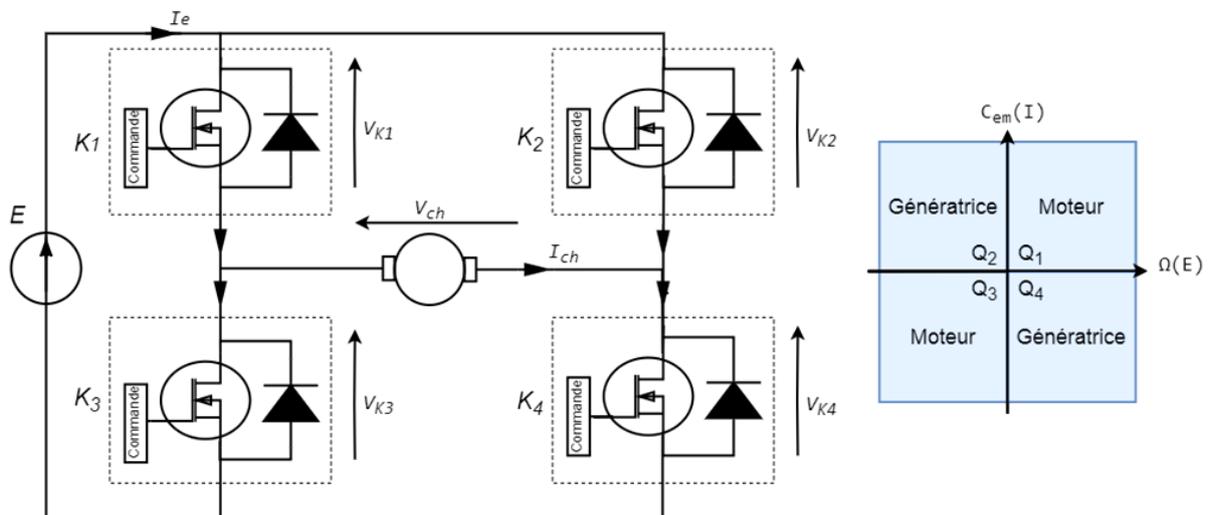


Figure I-22 : Schéma de principe d'un hacheur réversible en courant et en tension. [22]

Si V_{ch} et I_{ch} sont de signes identiques, le convertisseur doit donc permettre le fonctionnement dans les quadrants 1 et 3 et si V_{ch} et I_{ch} sont de signes opposés, le convertisseur doit donc permettre le fonctionnement dans les quadrants 2 et 4.

Le mode de commande continue est le plus souvent utilisé avec ce type de hacheur. [24]

- De 0 à αT , les interrupteurs K_1 et K_4 sont fermés alors que K_2 et K_3 sont ouverts, donc

$$V_{ch} = +E \text{ et :}$$

- ✓ Lorsque le courant circule par T_1 et T_4 , $I_{ch} > 0$.
- ✓ Lorsque le courant circule par D_1 et D_4 , $I_{ch} < 0$.

- De αT à T , les interrupteurs K_2 et K_3 sont fermés alors que K_1 et K_4 sont ouverts, donc

$$V_{ch} = -E \text{ et :}$$

- ✓ Lorsque le courant circule par T_2 et T_3 , $I_{ch} < 0$.
- ✓ Lorsque le courant circule par D_2 et D_3 , $I_{ch} > 0$.

I.7.2 Hacheurs non réversibles

Les hacheurs non réversibles sont classés en deux : Hacheurs à liaison directe et hacheurs à liaison indirecte.

Les hacheurs à liaison directe permettent le transfert d'énergie dans le cas où la source et le récepteur sont de nature dynamiques différente, on peut les relier directement. On peut les classer en deux types : Le convertisseur Buck et le convertisseur Boost. [14]

Les hacheurs à liaison indirecte ne permettent pas le transfert d'énergie entre une source et un récepteur de même nature, il faut donc utiliser un hacheur à liaison indirecte ou à accumulation. L'élément de stockage de l'énergie est une inductance ou une capacité. On trouve dans cette catégorie les types suivants : Buck-Boost, Cuk, Sepic et Zeta. [14]

I.7.2.1 Convertisseur Boost

Un convertisseur DC/DC de type Boost est appelé aussi hacheur survolteur, élévateur ou parallèle, sa tension de sortie est supérieure à sa tension d'entrée.

Il est composé essentiellement d'un interrupteur K commandé (comme IGBT ou MOSFET...) et d'une diode D . La conduction des deux interrupteurs est complémentaire, quand K est fermé D est ouvert ; et quand K est ouvert, D est fermé. Durant chaque période, K est fermé de l'instant 0 à αT et ouvert de αT à T , avec T_d est la période de découpage et α est le rapport cyclique.

On distingue précédemment deux modes de fonctionnement selon que le courant dans l'inductance s'annule (conduction discontinue) ou pas (conduction continue), on s'intéresse au second cas qui est le plus important. La figure (I-23) donne le schéma de principe de ce convertisseur, les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes de courants et tensions. [25]

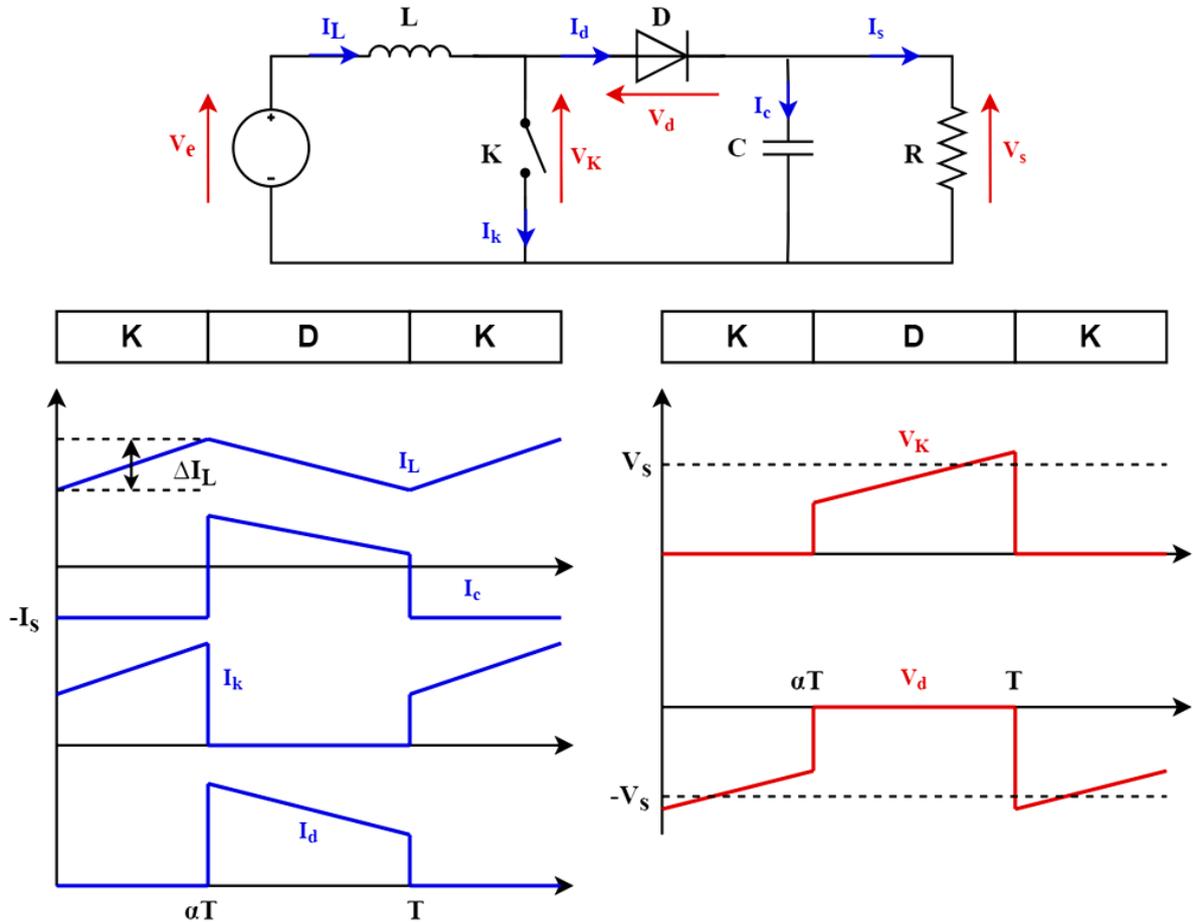


Figure I-23 : Structure et formes d'ondes de courants et tensions d'un convertisseur Boost. [25]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 ; \alpha T]$, on obtient :

$$L \frac{dI_L}{dt} = V_e \quad (I.1)$$

$$I_L = I_{min} + \frac{V_e}{L} t \quad (I.2)$$

Avec I_{min} représente la valeur minimale du courant dans l'inductance.

On a à l'instant $t = \alpha T$, le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance :

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e}{L} \alpha T \quad (I.3)$$

- Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T ; T]$, on obtient alors :

$$L \frac{dI_L}{dt} = V_e - V_s \quad (\text{I.4})$$

$$I_L = I_{max} + \frac{V_e - V_s}{L} (t - \alpha T) \quad (\text{I.5})$$

A l'instant $t = T$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale :

$$I_{min} = I_{max} + \frac{V_e - V_s}{L} (1 - \alpha)T \quad (\text{I.6})$$

Avec $\Delta I_L = I_{max} - I_{min}$: représente l'ondulation du courant dans l'inductance.

En faisant l'égalité des valeurs de l'ondulation du courant tirées des équations (I.3) et (I.6), on peut déduire la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \frac{1}{(1 - \alpha)} V_e \quad (\text{I.7})$$

D'après l'équation (I.7), on remarque qu'on peut contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie du convertisseur en faisant varier sa tension d'entrée ou son rapport cyclique α . Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, alors le montage fonctionne en élévateur de tension.

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$I_L = \frac{1}{(1 - \alpha)} I_s \quad (\text{I.8})$$

De l'expression (I.3), on exprime l'ondulation de courant dans l'inductance :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha V_e}{L} T = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (\text{I.9})$$

Pendant la première séquence de fonctionnement ($0 < t < \alpha T$), seul le condensateur donne de l'énergie à la charge, on peut écrire :

$$C \frac{dV_s}{dt} = -I_s \quad (\text{I.10})$$

Alors l'ondulation de la tension de sortie peut être exprimée par:

$$\Delta V_s = \frac{\alpha I_s}{C f} = \frac{\alpha V_e}{(1 - \alpha) R C f} \quad (\text{I.11})$$

I.7.2.2 Convertisseur Buck

Le convertisseur Buck est dit aussi hacheur dévolteur, abaisseur ou série, la tension délivrée en sortie est inférieure à sa tension appliquée en entrée, il est caractérisé par la disposition en série de l'interrupteur avec la source.

L'étude de ce convertisseur est de même manière que le convertisseur Boost. La figure (I-24) montre le principe de fonctionnement de ce convertisseur, sa structure et les formes d'ondes de courants et tensions. [25, 26]

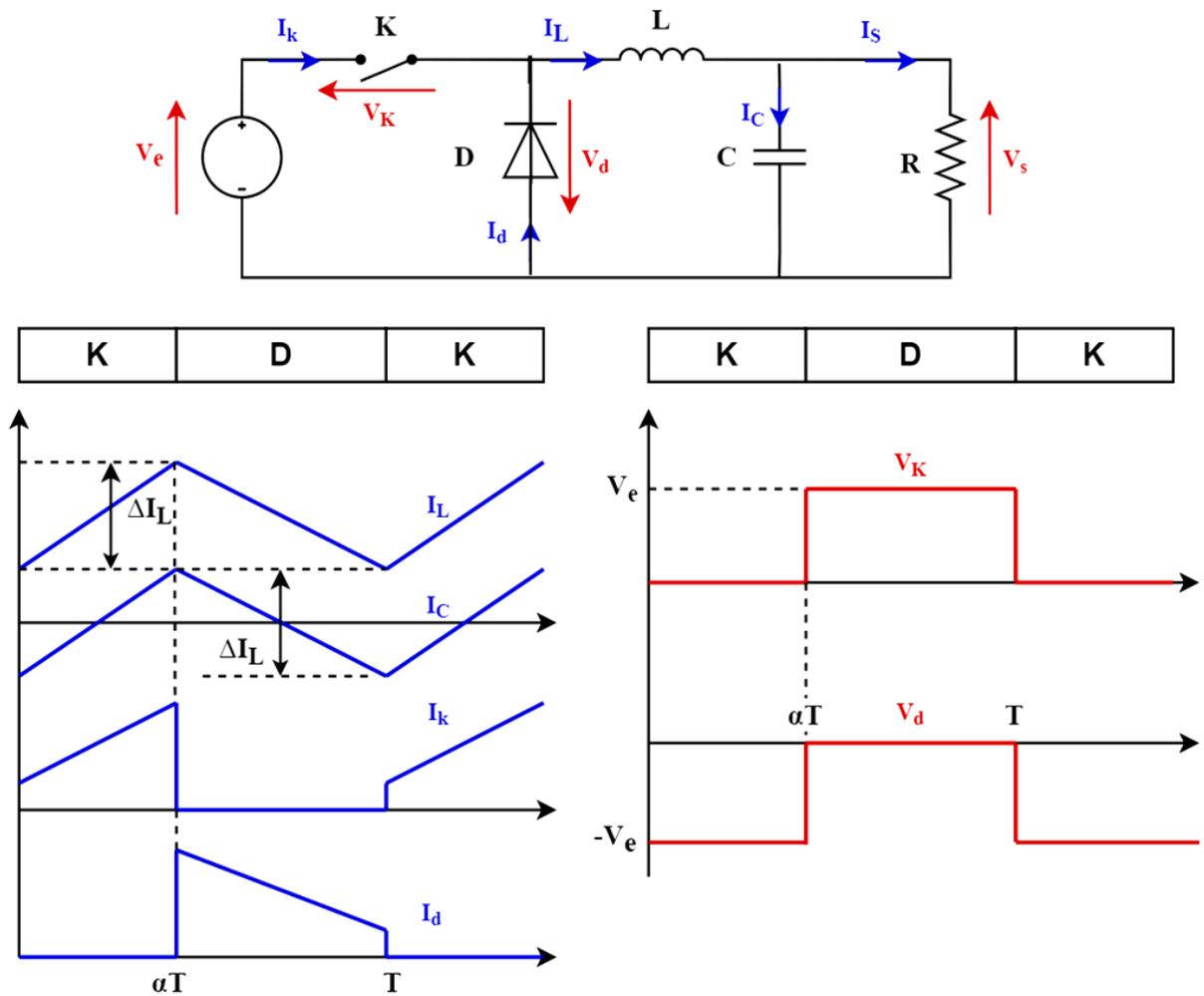


Figure I-24 : Structure et formes d'ondes de courants et tensions d'un convertisseur Buck. [25]

- Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 ; \alpha T]$, on aura les équations (I.12) et (I.13) comme suit :

$$L \frac{dI_L}{dt} + V_s = V_e \tag{I.12}$$

$$I_L = I_{min} + \frac{V_e - V_s}{L} t \tag{I.13}$$

A l'instant $t = \alpha T$, le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance :

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \quad (I.14)$$

- Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T ; T]$, on aura :

$$L \frac{dI_L}{dt} = -V_s \quad (I.15)$$

$$I_L = I_{max} - \frac{V_s}{L} (t - \alpha T) \quad (I.16)$$

A l'instant $t = T$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale :

$$I_{min} = I_{max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T \quad (I.17)$$

Avec $\Delta I_L = I_{max} - I_{min}$: représente l'ondulation du courant dans l'inductance.

L'égalité des deux équations de l'ondulation du courant (I.14) et (I.17) donne la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \alpha V_e \quad (I.18)$$

D'après l'équation (I.18), de même manière que le convertisseur Boost, on remarque qu'on peut contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie en faisant varier la tension d'entrée ou le rapport cyclique α . Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, alors le montage fonctionne en abaisseur de tension.

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance :

$$I_L = I_s \quad (I.19)$$

L'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie sont donnés respectivement par:

$$\Delta_{IL} = \frac{\alpha (1 - \alpha) V_e}{L f} \quad (I.20)$$

$$\Delta_{Vs} = \frac{\Delta_{IL}}{8 C f} = \frac{\alpha (1 - \alpha) V_e}{8 L C f^2} \quad (I.21)$$

I.7.2.3 Convertisseur Buck-Boost

Un convertisseur Buck-Boost est appelé hacheur à stockage inductif ou hacheur à accumulation inductive, ce nom provient du fait que la puissance n'est plus transmise directement de la source vers la charge, mais qu'elle est "accumulée" dans un élément intermédiaire qui est l'inductance.

Il convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse, donc c'est un montage inverseur de tension (tension de sortie négative par rapport à la référence de la source d'entrée). [21]

La figure (I-25) présente le principe de fonctionnement de ce convertisseur, sa structure ainsi que les formes d'ondes de courants et tensions.

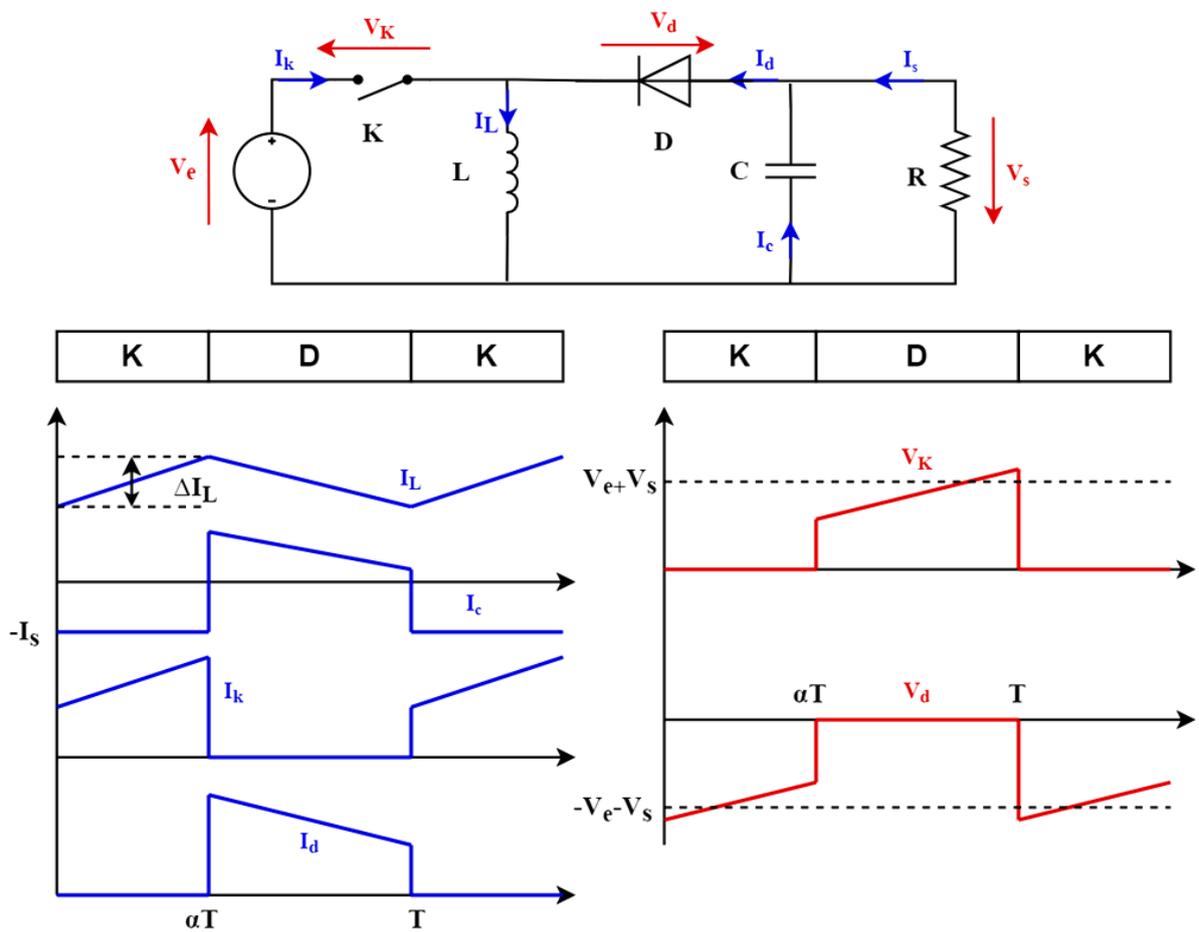


Figure I-25 : Structure et formes d'ondes de courants et tensions d'un convertisseur Buck-Boost. [26]

- Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 ; \alpha T]$, on aura les équations (I.22) et (I.23) comme suit :

$$L \frac{dI_L}{dt} = V_e \quad (\text{I.22})$$

$$I_L = I_{min} + \frac{V_e}{L} t \quad (\text{I.23})$$

A l'instant $t = \alpha T$, le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance, d'où :

$$I_{max} = I_{min} + \frac{V_e}{L} \alpha T \quad (\text{I.24})$$

- Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T ; T]$, on aura :

$$L \frac{dI_L}{dt} = V_s \quad (\text{I.25})$$

$$I_L = I_{max} + \frac{V_s}{L} (t - \alpha T) \quad (\text{I.26})$$

A l'instant $t = T$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale :

$$I_{min} = I_{max} + \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T \quad (\text{I.27})$$

Ainsi que $\Delta I_L = I_{max} - I_{min}$: représente l'ondulation du courant dans l'inductance.

L'égalité des deux équations de l'ondulation du courant (I.24) et (I.27) donne la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1 - \alpha)} \quad (\text{I.28})$$

D'après l'équation (I.28), on remarque que la valeur moyenne de la tension de sortie peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique α . Ainsi que la tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d'entrée, alors le montage fonctionne en abaisseur-élévateur-inverseur de tension.

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance comme suit :

$$I_L = \frac{I_s}{(1 - \alpha)} \quad (\text{I.29})$$

L'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie sont donnés respectivement par:

$$\Delta_{IL} = \frac{\alpha V_e}{L f} \tag{I.30}$$

$$\Delta_{Vs} = \frac{\alpha I_s}{C f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1 - \alpha) R C f} \tag{I.31}$$

I.7.2.4 Convertisseur Cuk

Le convertisseur Cuk est nommé par le nom de son inventeur, Slobodan Cuk du California Institute of Technology, qui a été le premier à décrire cette topologie dans un article.

Le hacheur à stockage capacitif ou Cuk permet de relier deux sources de courant, par l'intermédiaire d'une source de tension (condensateur) qui doit accumuler, puis restituer au récepteur l'énergie délivrée par le générateur. Ce type de hacheur convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse. [27]

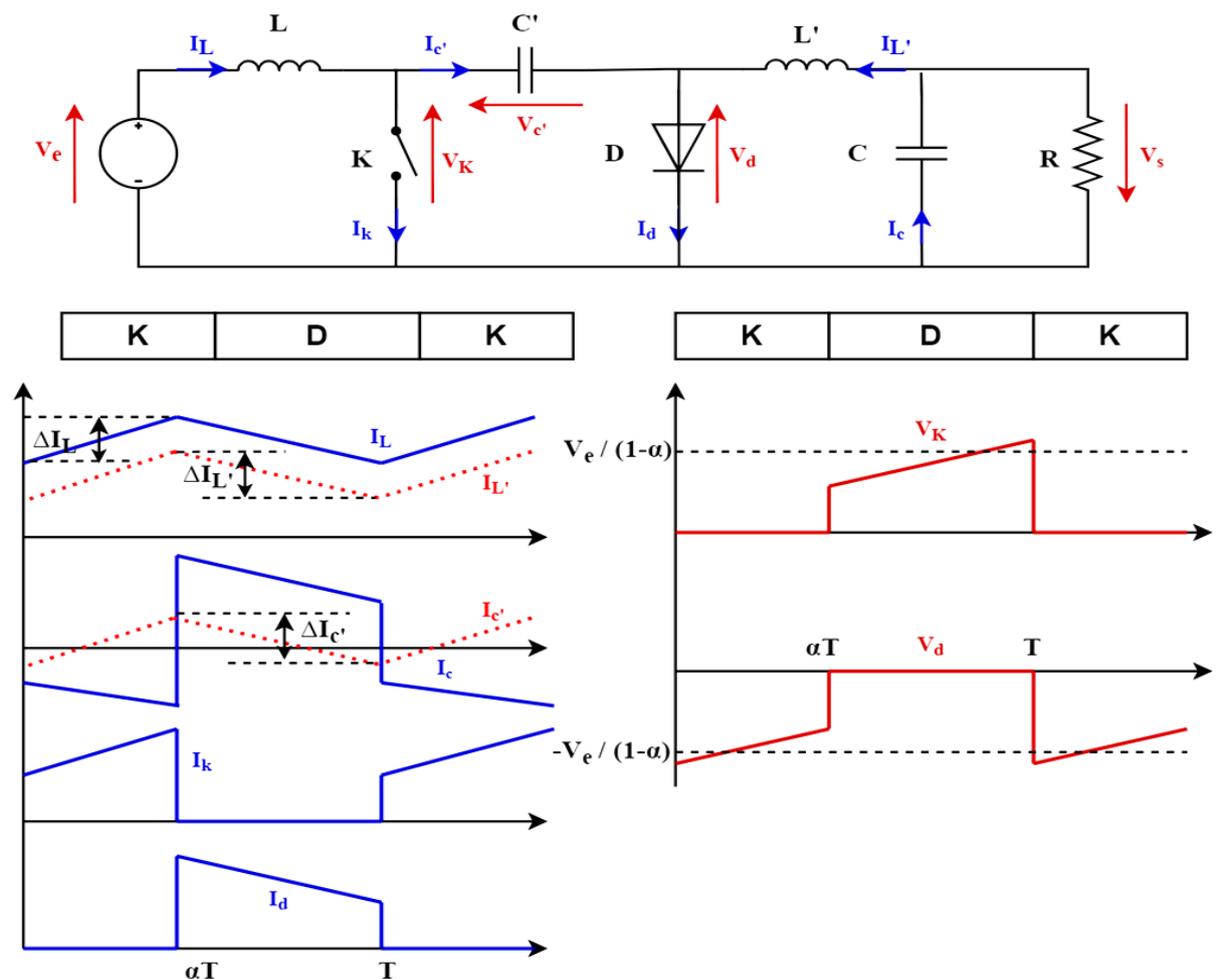


Figure I-26 : Structure et formes d'ondes de courants et tensions d'un convertisseur Cuk. [26]

La figure (I-26) présente le principe de fonctionnement de convertisseur Cuk, sa structure ainsi que les formes d'ondes de courants et tensions.

La tension de sortie en valeur moyenne est donnée par :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1 - \alpha)} \quad (I.32)$$

D'après l'équation (I.32), on remarque que le rapport de transformation est similaire à celui du Buck-Boost. De même, on peut dire que c'est un montage abaisseur-élevateur-inverseur en tension.

La relation entre les valeurs moyennes des courants est donnée par :

$$I_L = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} I_{L'} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} I_s \quad (I.33)$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances et l'ondulation de la tension de sortie sont donnés respectivement par:

$$\Delta_{IL} = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (I.34)$$

$$\Delta_{IL'} = \frac{\alpha V_e}{L' f} \quad (I.35)$$

$$\Delta_{V_s} = \frac{\Delta I_{L'}}{8 C f} = \frac{\alpha V_e}{8 L' C f^2} \quad (I.36)$$

I.7.2.5 Convertisseur Sepic

Le convertisseur Sepic est un dérivé du convertisseur Cuk, il présente des caractéristiques similaires à celles du ce dernier, car il peut aussi augmenter ou abaisser la tension, mais il n'est pas inverseur en tension. [21]

Sa structure se déduit de celle du hacheur à stockage capacitif en permutant la diode de sortie et l'inductance de sortie, la figure (I-27) présente le schéma du fonctionnement de ce convertisseur :

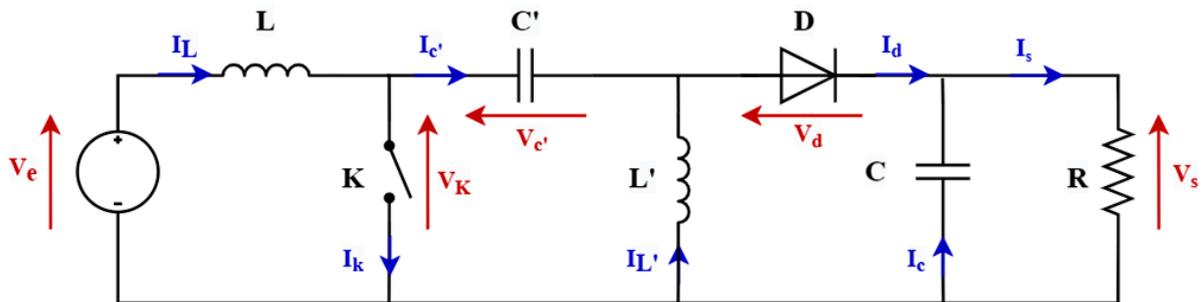


Figure I-27 : Schéma du fonctionnement de convertisseur Sepic. [17]

I.7.2.6 Convertisseur Zeta

Comme le précédent, le hacheur Zeta dérive du hacheur à stockage capacitif. Il présente à nouveau des caractéristiques semblables mais il est aussi non inverseur de tension.

De plus, il y a possibilité de couplage des bobines sur le même circuit magnétique pour assurer un isolement galvanique. [14]

La figure (I.28) présente le schéma du fonctionnement de ce convertisseur :

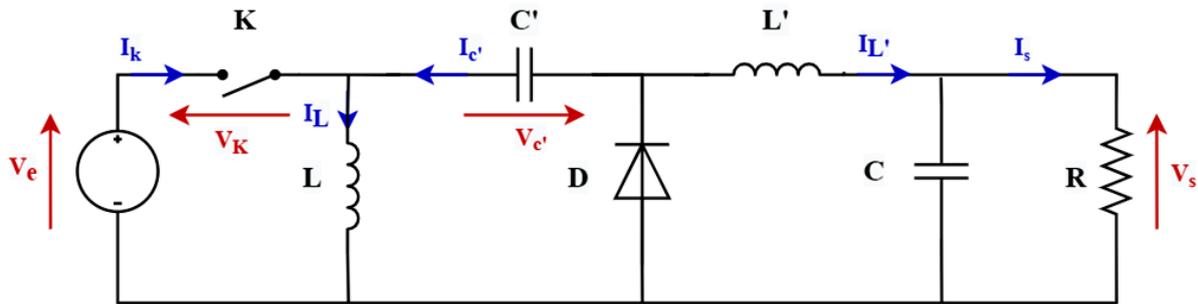


Figure I-28 : Schéma du fonctionnement de convertisseur Zeta. [21]

I.8 Technique de l'entrelacement

Les convertisseurs DC/DC traditionnels sont facilement utilisables, mais pas à n'importe quelle puissance. Les puissances transitant dans les composants d'un hacheur peuvent amener à surdimensionner ces composants.

Par ailleurs, l'ondulation de courant étant inversement proportionnelle à la fréquence de découpage, il serait intéressant de multiplier cette fréquence. Les hacheurs entrelacés permettent de résoudre cette double problématique pour améliorer l'efficacité du système.

L'entrelacement permet de résoudre le problème lié au fort courant des convertisseurs basse tension, son principe réside en la mise en parallèle des convertisseurs, cette structure 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. [28]

I.8.1 Convertisseur Boost entrelacé (IBC)

La structure de convertisseur Boost entrelacé (IBC : Interleaved Boost Converter) est formée par l'association en parallèle de deux ou plusieurs cellules Boost élémentaires. Il se compose de N branches « L (inductance) – T (transistor) – D (diode) » identiques, la commande des transistors est décalée de $1/N$ de la période (T/N) entre les branches, mais le rapport cyclique de chaque branche reste le même.

Dans ce cas, le courant traversant chaque cellule est divisé par N . Ainsi, ce principe permet d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie. La figure ci-dessous montre le schéma de principe d'un convertisseur Boost à N phases (branches). [29, 30]

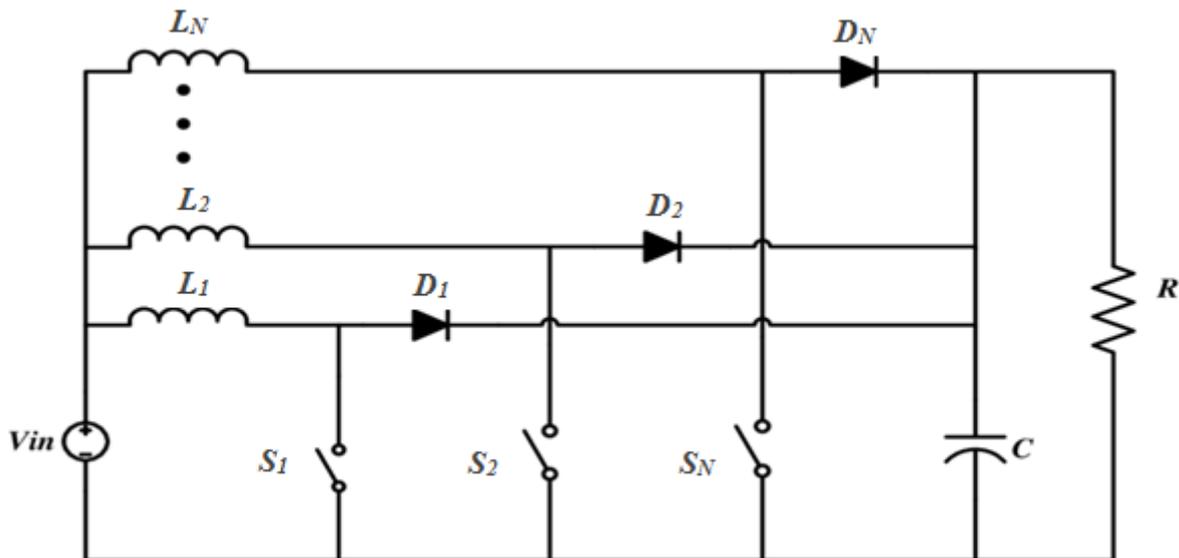


Figure I-29 : Schéma représentatif d'un convertisseur Boost entrelacé.

I.8.2 Avantages de l'entrelacement du Boost

Le convertisseur Boost entrelacé a plusieurs avantages comparé au convertisseur Boost classique. L'avantage connu de ce convertisseur est que, l'ondulation du courant délivré par la source (causée par la commutation des transistors) est plus faible que celle du courant dans chaque Phase.

De plus, une autre raison pour ce choix de topologie est que, si un éventuel défaut apparaît sur une phase, les autres phases peuvent être utilisées comme un système de compensation, évitant ainsi une interruption de fourniture d'énergie et cela assure la fiabilité du système. [31]

I.8.3 Domaine d'utilisation du Boost entrelacé

Le Boost entrelacé est utilisé de nos jours dans plusieurs domaines d'application, par exemple : Les applications automobiles à pile à combustible, véhicule électrique/hybride, les systèmes PV, etc.... [29, 31]

I.9 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre d'une manière générale les différents types de convertisseurs statiques, en particulier les convertisseurs DC/DC non isolés, précisément les hacheurs, que nous avons donné leurs divers types, ainsi que leur principe de fonctionnement. Par la suite, Nous avons étudié la technique de l'entrelacement du hacheur Boost, leurs avantages et leur domaine d'utilisation.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation d'un hacheur Boost entrelacé, le choix de cette topologie par rapport aux autres, est dû à la raison de sa structure simple, l'efficacité et la fiabilité du système.



Chapitre II :
Modélisation de Boost
Entrelacé

II.1 Introduction

La modélisation des convertisseurs a pour but d'analyser le comportement dynamique de ceux-ci afin de synthétiser les lois de commande nécessaires qui permettent d'atteindre les performances désirées.

Nous présentons dans ce chapitre la modélisation et la commande du convertisseur Boost classique et Boost entrelacé, associé à la pile à combustible, destinés pour les véhicules électriques/hybrides.

II.2 Pile à combustible

II.2.1 Définition

La pile à combustible, Fuel Cell (FC) en anglais, est un système électrochimique qui convertit directement l'énergie chimique d'une réaction d'oxydation d'un combustible en énergie électrique. [30]

II.2.2 Principe de fonctionnement et constitution

Le fonctionnement de la PàC est dû au passage d'un combustible (composé d'hydrogène, de gaz naturel ou de méthanol) à travers une anode et d'oxygène, d'air ou de peroxyde d'hydrogène à travers une cathode. Un électrolyte, présent entre l'anode et la cathode, permet l'échange de charges électriques portées par des ions. Le flux d'ions à travers l'électrolyte produit un courant électrique dans un circuit externe vers une charge. La figure (II-1(a)) montre le principe de fonctionnement de la pile à combustible. [30, 32]

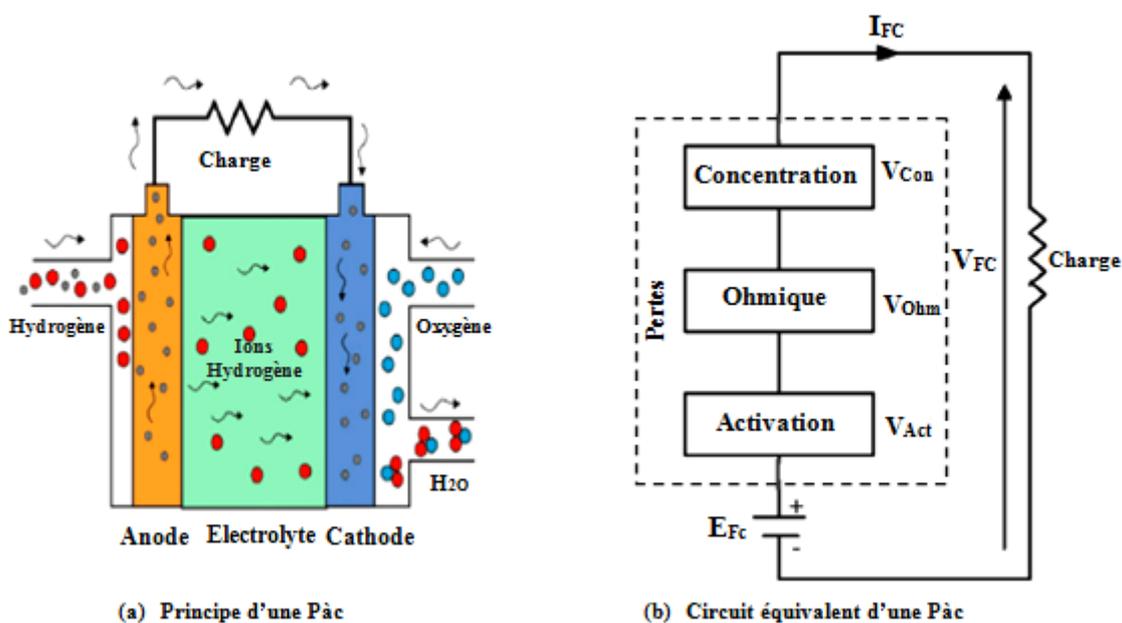


Figure II-1 : Système d'une pile à combustible Nexa. [32]

Une pile à combustible est constituée d'un empilement de cellules élémentaires qui forment un stack (l'association de plusieurs cellules en série ou en parallèle). Une cellule élémentaire est constituée de 3 éléments essentiels : Deux électrodes (anode et cathode) et un électrolyte. [33]

On prend l'exemple de la PàC PEMFC qui est montrée dans la figure (II-2) :

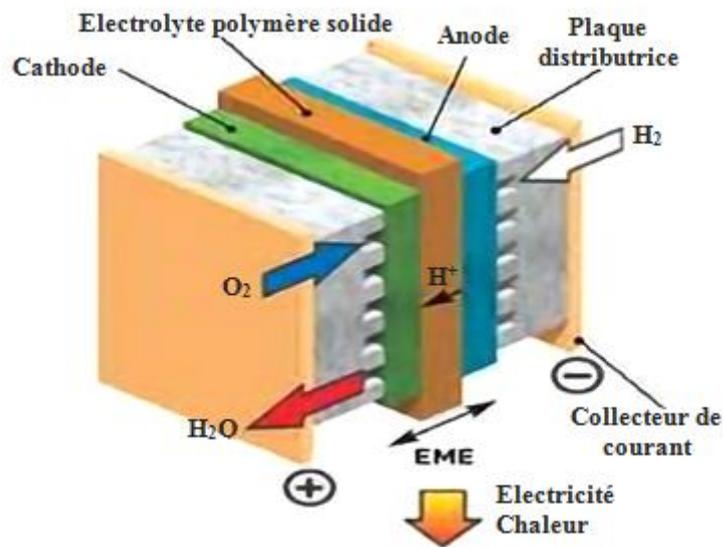


Figure II-2 : Élément de base d'une pile à combustible PEMFC. [37]

On peut noter qu'elle est constituée de : [30]

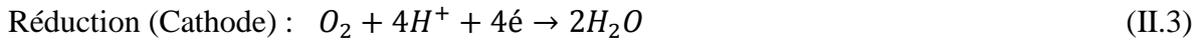
- Deux électrodes, qui sont le lieu des réactions électrochimiques: une oxydation à l'anode et une réduction à la cathode.
- Deux plaques bipolaires, pour assurer la distribution et la séparation des gaz à l'anode et à la cathode et ce sont aussi des collecteurs de courant.
- Une substance liquide ou solide appelée électrolyte, qui sépare les deux électrodes et permet la migration d'espèces chimiques, pour cet exemple l'électrolyte est une membrane polymère solide.

On peut exprimer la réaction globale qui s'est produite par :

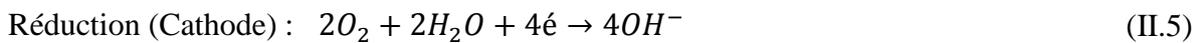
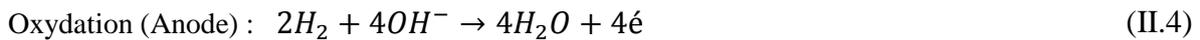


Selon le type d'électrolyte acide ou basique, la réaction chimique conduisant à la production d'électricité et de chaleur diffère. [33]

- Dans un électrolyte acide, ce sont les ions positifs (protons) qui se déplacent de l'anode à la cathode. L'eau est produite à la cathode.



- Par contre, dans un électrolyte basique (alcalin), ce sont les ions négatifs qui se déplacent de la cathode à l'anode. L'eau est produite à l'anode, mais de l'eau est aussi nécessaire à la cathode pour créer les ions.



A partir de la figure (II-1(b)) qui présente un circuit équivalent d'une pile à combustible, on peut déduire la tension délivrée V_{FC} : [30, 32]

$$V_{FC} = E_{FC} - V_{Act} - V_{Ohm} - V_{Con} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

- V_{FC} : La tension délivrée par la pile à combustible.
- E_{FC} : La tension interne de la pile à combustible.
- V_{Act} : Pertes d'activation de la pile à combustible, elles sont dues à la cinétique d'électrodes. Au cours des réactions électrochimiques, des tensions sont perdues afin de fournir un courant électrique continu en donnant de l'énergie d'activation nécessaire.
- V_{Ohm} : Pertes ohmiques, elles sont dues à la résistance qu'opposent les électrodes et les plaques bipolaires à la circulation des électrons et l'électrolyte au passage des protons.
- V_{Con} : La perte de potentiel dans une électrode due à l'incapacité du système à maintenir la concentration initiale des réactants, provoque la formation d'un gradient de concentration.

II.2.3 Types de pile à combustible

On distingue plusieurs types de piles à combustible, elles sont classées selon la nature de leur électrolyte, selon le niveau de leur température de fonctionnement, leur architecture et les domaines d'application dans lesquels chaque type peut être utilisé. [30, 1]

Parmi ces types : [1]

- AFC: Pile à combustible alcaline (Alkaline Fuel Cell).
- MCFC: Pile à combustible à carbonate de fondu (Molten Carbonate Fuel Cell).

- SOFC: Pile à combustible à oxyde solide (Solid Oxide Fuel Cell).
- PAFC: Pile à combustible à acide phosphorique (Phosphoric Acid Fuel Cell).
- PEMFC: Pile à combustible à membrane d'échange de protons (Proton Exchange Membrane Fuel Cell).
- DMFC: Pile à combustible alimentée directement par méthanol (Direct Methanol Fuel Cell).

II.3 Modélisation de Boost classique

Dans le chapitre I, nous avons vu le principe de fonctionnement de convertisseur Boost classique, dans ce chapitre on va faire un rappel sur la dynamique de ce convertisseur pour le comparer avec le Boost entrelacé.

II.3.1 Structure et principe de Boost classique

La structure classique du convertisseur Boost est schématisée dans la figure (II-3). Cette structure est composée principalement d'une inductance L , d'un interrupteur de puissance, d'une diode D et d'un condensateur de sortie. L'interrupteur est commandé par un signal via d'une modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM en anglais).

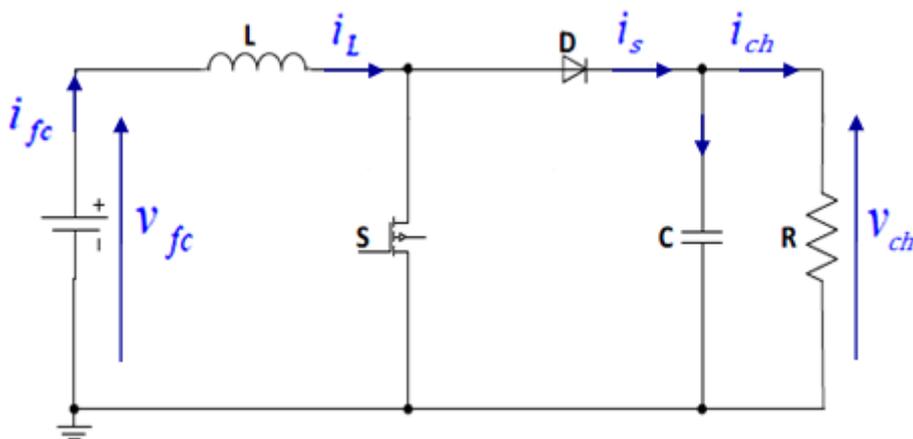


Figure II-3 : Structure de convertisseur Boost classique.

La diode D permet d'éviter la décharge du condensateur C , lorsque le commutateur est activé. Le condensateur est supposé assez grand pour pouvoir lisser la tension de la charge.

A partir de la figure (II-3), la dynamique du convertisseur Boost classique dans les deux phases de fonctionnement peut être traduite par le système d'équation suivant :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{fc} - (1 - u)V_{ch} \quad ; \text{ Avec : } t \in [0, T] \text{ et } u \in \{0,1\} \quad (\text{II.7})$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = (1 - u)i_L - \frac{V_{ch}}{R} \quad (\text{II.8})$$

Où u représente l'état de l'interrupteur de puissance, $u=1$ signifie que l'interrupteur est fermé et $u=0$ signifie que l'interrupteur est ouvert.

Si on applique le modèle moyen (sur période de commutation) sur l'ensemble d'équation, La valeurs moyenne d remplace la valeur de commutation u comme suit :

$$L \frac{d\bar{i}_L}{dt} = V_{fc} - (1 - d)\bar{V}_{ch} \quad ; \text{ Avec : } t \in [0, T] \text{ et } d \in [0,1] \quad (\text{II.9})$$

$$C \frac{d\bar{V}_c}{dt} = (1 - d)i_L - \frac{\bar{V}_{ch}}{R} \quad (\text{II.10})$$

La valeur de d est l'addition de la valeur moyenne et de la valeur petite du signal : $d = \alpha + \tilde{d}$, Si $\tilde{d} \ll \alpha$, \tilde{d} est négligé, donc $d = \alpha$, le système d'équation devient :

$$0 = V_{fc} - (1 - \alpha)V_{ch} \quad ; \text{ Avec : } \alpha \in [0,1] \quad (\text{II.11})$$

$$0 = (1 - \alpha)i_L - \frac{V_{ch}}{R} \quad (\text{II.12})$$

- La tension de sortie V_{ch} , le gain en tension y et le rapport cyclique α sont donnés par :

$$V_{ch} = \frac{1}{1 - \alpha} V_{fc} \quad (\text{II.13})$$

$$y = \frac{V_{ch}}{V_{fc}} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (\text{II.14})$$

$$\alpha = 1 - \frac{V_{fc}}{V_{ch}} \quad (\text{II.15})$$

- Si on néglige les pertes dans le convertisseur (i.e. $V_{ch} \cdot i_{ch} = V_{fc} \cdot i_L$), le courant d'entrée peut être déduit à partir de (II.13) :

$$i_L = \frac{1}{1 - \alpha} i_{ch} \quad (\text{II.16})$$

II.3.2 Contraintes sur les composants

1) Semi conducteurs :

- Tension de dimensionnement des semi conducteurs (transistor et diode):

$$V_{T \max} = V_{D \max} = V_{ch \max} \quad (\text{II.17})$$

- Le courant qui traverse l'interrupteur et la diode est :

$$i_{T \max} = i_{D \max} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (\text{II.18})$$

$$i_{T moy} = \alpha i_L \quad (\text{II.19})$$

$$i_{D moy} = (1 - \alpha) i_L \quad (\text{II.20})$$

2) Inductance en entrée :

- Ondulation du courant dans l'inductance :

$$\Delta i_L = \frac{V_{fc} \alpha}{f L} \quad (\text{II.21})$$

3) Condensateur de filtrage de tension de sortie :

- Tension de dimensionnement :

$$V_C = V_{ch} \quad (\text{II.22})$$

- Capacité :

$$C = \frac{i_{ch} \alpha}{f \Delta V_{ch}} = \frac{\alpha (1 - \alpha) i_L}{f \Delta V_{ch}} \quad (\text{II.23})$$

➤ Pour $\alpha=0.5$:

On aura des ondulations maximales de courant et de la tension. Donc, le dimensionnement de l'inductance L, à partir d'une ondulation en courant donnée et le dimensionnement du condensateur C, à partir d'une ondulation en tension donnée, s'effectuent à l'aide des inéquations suivantes :

$$L \geq \frac{V_{fc}}{2 \Delta i_{L max} f} \quad (\text{II.24})$$

$$C \geq \frac{i_{L max}}{4 \Delta V_{ch max} f} \quad (\text{II.25})$$

Pour minimiser l'ondulation du courant de l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie aux valeurs souhaitées, l'inductance et le condensateur doivent être redimensionnés conformément aux inéquations (II.24) et (II.25), mais le problème majeur est en raison de la taille, du poids et du coût de l'inductance et du condensateur.

II.4 Limitations de la topologie classique du convertisseur Boost

D'après l'analyse précédente, à partir de l'équation (II.21) et l'équation (II.23), on peut noter qu'une valeur importante de l'inductance permet de réduire considérablement l'ondulation du courant Δi_L et aussi une valeur importante de condensateur permet de réduire l'ondulation de la tension de sortie ΔV_{ch} , ou par augmentation de fréquence on peut réduire ce problème d'ondulation.

Par conséquent, une inductance ou condensateur de grande taille rend le volume du convertisseur assez considérable, et la fréquence des commutations ne peut pas être élevée pour les semi-conducteurs au Silicium à cause des pertes par commutation qui sont proportionnelles à cette fréquence, qui doit donc être minimisée. Ceci influe fortement sur le rendement de cette architecture, son gain en tension et sa compacité à cause du volume de ses composants passifs. Donc, on conclure que cette solution augment la taille et le coût du convertisseur. [34]

Donc, ce type de convertisseur classique s'avère être une architecture à éviter Pour les applications à PàC destinés pour les véhicules électriques ou hybrides, Cela à cause de l'ondulation de courant élevée et l'intolérance aux défauts (c'est-à-dire un défaut d'un de ses composants conduit à l'indisponibilité de la structure).

Des améliorations peuvent être apportées à cette structure conventionnelle afin d'améliorer ses performances fonctionnelles et d'assurer un bon rendement du système, la solution est de construire une topologie à plusieurs phases ou branches appelée convertisseur Boost entrelacé (en anglais IBC : Interleaved Boost Converter).

Cette solution capable de réduire l'ondulation du courant par l'augmentation de la fréquence de découpage. Cependant, cette dernière augmente considérablement les pertes par commutation. De plus, cette architecture permet une continuité de service grâce à sa structure tolérante aux défauts.

Dans la section suivante on montre comment l'entrelacement de quatre branches du convertisseur Boost peut diminuer l'ondulation du courant Δi_L et de la tension ΔV_{ch} sans avoir besoin d'augmenter la valeur de l'inductance ou celle de la fréquence de commutation.

II.5 Modélisation d'un Boost entrelacé à 4 branches

II.5.1 Structure et principe de Boost entrelacé

La structure du convertisseur Boost entrelacé à quatre branches est montée dans la figure (II-4), ce dernier se compose de quatre inductances de même valeur ($L_1=L_2=L_3=L_4=L$), quatre diodes, et quatre interrupteurs de puissance partagent les tous le même condensateur de sortie C et la même alimentation V_{fc} .

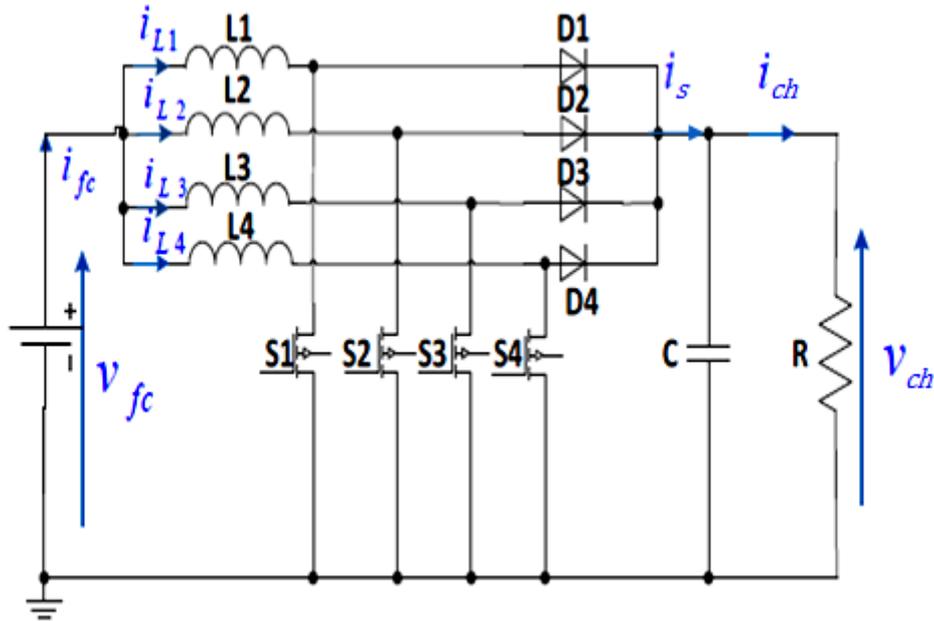


Figure II-4 : Structure du convertisseur Boost entrelacé à quatre branches. [38]

Les quatre Mosfet sont pilotés par quatre signaux MLI (u_1, u_2, u_3, u_4), décalées de fréquence de commutation fixe $f = 1/T$ et décalées l'un sur l'autre par $T/4$.

A partir de la figure (II-4), en appliquant la loi de Kirchhoff à l'entrée et la sortie du convertisseur, on trouve le système d'équation qui exprime la dynamique du convertisseur Boost entrelacé à quatre branches.

$$L \frac{di_{L1}}{dt} = V_{fc} - (1 - u_1)V_{ch} \quad (\text{II.26})$$

$$L \frac{di_{L2}}{dt} = V_{fc} - (1 - u_2)V_{ch} \quad (\text{II.27})$$

$$L \frac{di_{L3}}{dt} = V_{fc} - (1 - u_3)V_{ch} \quad ; \text{ Avec : } t \in [0, T] \text{ et } u_1, u_2, u_3, u_4 \in \{0,1\} \quad (\text{II.28})$$

$$L \frac{di_{L4}}{dt} = V_{fc} - (1 - u_4)V_{ch} \quad (\text{II.29})$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = i_s - \frac{V_{ch}}{R} \quad (\text{II.30})$$

On peut simplifier la dernière équation (II.28) comme suit :

$$C \frac{dV_c}{dt} = \sum_{j=1}^4 (1 - u_j)i_{Lj} - \frac{V_{ch}}{R} \quad (\text{II.31})$$

Le modèle moyen du système est utilisé pour obtenir les équations en régime permanent. Les valeurs moyennes d_1 , d_2 , d_3 et d_4 remplacent les valeurs de commutation u_1 , u_2 , u_3 et u_4 comme suit :

$$L \frac{d\bar{i}_{L1}}{dt} = V_{fc} - (1 - d_1)\bar{V}_{ch} \quad (\text{II.32})$$

$$L \frac{d\bar{i}_{L2}}{dt} = V_{fc} - (1 - d_2)\bar{V}_{ch} \quad (\text{II.33})$$

$$L \frac{d\bar{i}_{L3}}{dt} = V_{fc} - (1 - d_3)\bar{V}_{ch} \quad ; \text{ Avec : } t \in [0, T] \text{ et } d_1, d_2, d_3, d_4 \in [0,1] \quad (\text{II.34})$$

$$L \frac{d\bar{i}_{L4}}{dt} = V_{fc} - (1 - d_4)\bar{V}_{ch} \quad (\text{II.35})$$

$$C \frac{d\bar{V}_c}{dt} = \sum_{j=1}^4 (1 - d_j)\bar{i}_{Lj} - \frac{\bar{V}_{ch}}{R} \quad (\text{II.36})$$

Les valeurs de d_1 , d_2 , d_3 et d_4 sont l'addition de la valeur moyenne et de la valeur petite du signal ($d_1 = \alpha_1 + \tilde{d}_1 \dots d_4 = \alpha_4 + \tilde{d}_4$).

Si $\tilde{d} \ll \alpha$, \tilde{d} est négligé, alors : d_1 , d_2 , d_3 et d_4 sont égaux à α en régime permanent. Donc, le système d'équation devient comme suit:

$$0 = V_{fc} - (1 - \alpha)V_{ch} \quad (\text{II.37})$$

$$0 = V_{fc} - (1 - \alpha)V_{ch} \quad (\text{II.38})$$

$$0 = V_{fc} - (1 - \alpha)V_{ch} \quad ; \text{ Avec : } \alpha \in [0,1] \quad (\text{II.39})$$

$$0 = V_{fc} - (1 - \alpha)V_{ch} \quad (\text{II.40})$$

$$0 = \sum_{j=1}^4 (1 - \alpha)\bar{i}_{Lj} - \frac{V_{ch}}{R} \quad (\text{II.41})$$

- La tension de sortie V_{ch} , le gain en tension y et le rapport cyclique α sont similaires à un hacheur Boost classique :

$$V_{ch} = \frac{1}{1 - \alpha} V_{fc} \quad (\text{II.42})$$

$$y = \frac{V_{ch}}{V_{fc}} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (\text{II.43})$$

$$\alpha = 1 - \frac{V_{fc}}{V_{ch}} \quad (\text{II.44})$$

- Le courant d'entrée i_{fc} peut être calculé par la puissance et la tension d'entrée ou par le rapport cyclique α et le courant i_{ch} comme le Boost classique:

$$i_{fc} = \frac{P_{entrée}}{V_{fc}} \quad (\text{II.45})$$

$$i_{fc} = \frac{1}{1 - \alpha} i_{ch} \quad (\text{II.46})$$

II.5.2 Contraintes sur les composants

1) Semi conducteurs :

- Tension de dimensionnement des semi conducteurs:

$$V_{T \max} = V_{D \max} = V_{ch \max} \quad (\text{II.47})$$

- Le courant qui traverse les interrupteurs et les diodes est:

$$i_{T \max} = i_{D \max} = \frac{i_{fc}}{N} + \frac{\Delta i_{fc}}{2} = \frac{i_{fc}}{4} + \frac{\Delta i_{fc}}{2} \quad (\text{II.48})$$

$$i_{T \text{ moy}} = \alpha \frac{i_{fc}}{N} = \alpha \frac{i_{fc}}{4} \quad (\text{II.49})$$

$$i_{D \text{ moy}} = (1 - \alpha) \frac{i_{fc}}{N} = (1 - \alpha) \frac{i_{fc}}{4} \quad (\text{II.50})$$

On observant que le courant dans les interrupteurs et les diodes est divisé par quatre.

2) Inductance en entrée :

- Ondulation du courant dans l'inductance :

$$\Delta i_L = \frac{V_{fc} \alpha}{f L} \quad (\text{II.51})$$

- Courant d'inductance :

$$i_{L1} = i_{L2} = i_{L3} = i_{L4} = \frac{1}{N(1 - \alpha)} i_{ch} = \frac{1}{4(1 - \alpha)} i_{ch} \quad (\text{II.52})$$

$$i_{L1 \text{ moy}} = i_{L2 \text{ moy}} = i_{L3 \text{ moy}} = i_{L4 \text{ moy}} = \frac{i_{fc}}{N} = \frac{i_{fc}}{4} \quad (\text{II.53})$$

- Ondulation du courant fourni par la source :

$$\Delta i_{fc} = \frac{V_{fc} \alpha}{N f L} = \frac{V_{fc} \alpha}{4 f L} \tag{II.54}$$

3) Condensateur de filtrage de tension de sortie :

- Tension de dimensionnement :

$$V_C = V_{ch} \tag{II.55}$$

- Capacité :

La fréquence de l'ondulation du courant de sortie est multipliée, donc la capacité de sortie peut être divisée par quatre par rapport au cas du hacheur à une branche :

$$C = \frac{i_{ch} \alpha}{N f \Delta V_{ch}} = \frac{i_{ch} \alpha}{4 f \Delta V_{ch}} \tag{II.56}$$

➤ Pour $\alpha=0.5$:

On aura des ondulations maximales de courant et de la tension. Donc, le dimensionnement de l'inductance L et le dimensionnement du condensateur C, s'effectuent à l'aide des inéquations suivantes :

$$L \geq \frac{V_{fc}}{2 N \Delta i_{fc \max} f} \Rightarrow L \geq \frac{V_{fc}}{8 \Delta i_{fc \max} f} \tag{II.57}$$

$$C \geq \frac{i_{fc \max}}{4 N \Delta V_{ch \max} f} \Rightarrow C \geq \frac{i_{fc \max}}{16 \Delta V_{ch \max} f} \tag{II.58}$$

Pour minimiser l'ondulation du courant de l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie aux valeurs souhaitées, l'inductance et le condensateur doivent être redimensionnés conformément aux inéquations (II.57) et (II.58).

II.6 Comparaison entre le hacheur simple et le hacheur entrelacé

Le tableau (II-1) ci-dessous compare les deux topologies de convertisseurs Boost en se basant sur les problématiques actuelles liées aux applications véhicule électrique à PàC.

Tableau II-1 : Comparaison entre le Boost classique et le Boost entrelacé.

Structures	Boost classique	Boost entrelacé (à 4 branches)
But	- Elévation de la tension de sortie.	- Elévation de la tension de sortie. - Réduction de l'ondulation du courant d'entrée, du poids et du volume du convertisseur.

Structures	Boost classique	Boost entrelacé (à 4 branches)
Nombre des composants	4	13
Gain en tension	$\frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{1}{1-\alpha}$
Ondulation de courant	Elevée	Faible
Masse	Moyen	Moyen
Efficacité	Faible	Elevée
Tolérance aux défauts	Non	Oui
Avantages	- Commande simple, moins coûteux.	- Miniaturisation du convertisseur et réduction de contraintes en courants.
Inconvénients	- Ondulation du courant d'entrée importante. - A puissance élevée, composants volumineux et couteux.	- Coût de la commande assez important mais la commande n'est pas trop compliqué.

II.7 Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La tension de sortie de convertisseur DC/DC doit être régulée pour être constamment égale à une tension de référence, du fait que la tension d'alimentation et les caractéristiques de la charge peuvent varier. La méthode utilisable pour réguler la tension de sortie afin d'obtenir une tension moyenne fixe, c'est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI ou en anglais PWM : Pulse Width Modulation).

La modulation de largeur d'impulsion est une technique utilisée pour piloter les convertisseurs de puissances telles que les hacheurs à partir de faire varier la largeur des impulsions de commande de l'interrupteur. Le principe de MLI est montré dans la figure (II-5), il consiste à comparer un signal de référence α (rapport cyclique) avec une onde de porteuse U_p (généralement de forme triangulaire ou dents de scie), caractérisée par une fréquence de commutation f .

Le signal de commande U (de sortie de la modulation) est généré selon l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } \alpha \geq U_p \Rightarrow U = 1 \text{ (interrupteur fermé)} \\ \text{Si non } U = 0 \text{ (interrupteur ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

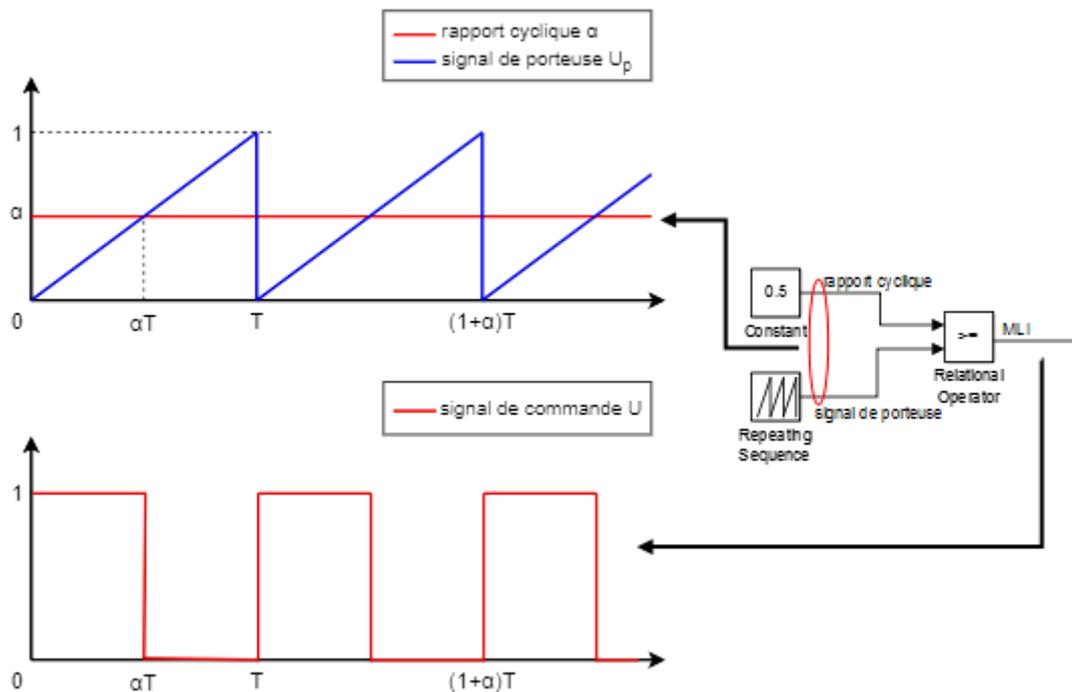


Figure II-5 : Principe de la commande MLI.

II.8 Régulateur PI

Chaque système à réguler possède un régulateur dont la tâche est d'abord, de comparer une valeur de consigne avec la valeur de mesure correspondante. Deuxièmement, le régulateur agit sur la grandeur de commande pour rendre la valeur de mesure aussi proche que possible de la valeur de consigne.

Un régulateur est constitué d'un comparateur pour observer l'écart entre la mesure et la consigne, et d'un correcteur à différentes actions de correction, qu'il peut être classé de la manière suivante :

- Correcteur à action proportionnelle (P).
- Correcteur à action intégrale (I).
- Correcteur à actions proportionnelle et intégrale (PI).
- Correcteur à action dérivée (D).
- Correcteur à actions proportionnelle et dérivée (PD).
- Correcteur à actions proportionnelle, intégrale et dérivée (PID).

II.8.1 Correcteur à action Proportionnelle P

La relation entre la sortie $U(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est :

$$U(t) = K_p \varepsilon(t) \quad (\text{II.60})$$

En appliquant Laplace, on trouve :

$$U(p) = K_p \varepsilon(p) \quad (\text{II.61})$$

Avec K_p : appelé « gain proportionnel ».

II.8.2 Effet de correcteur P

L'action proportionnelle P crée un signal de commande $u(t)$ proportionnel au signal d'erreur $\varepsilon(t)$. Elle agit principalement sur le gain du système asservi, lorsque ce gain augmente le système réagit plus vite et l'erreur statique s'en trouve améliorée, mais en contrepartie le système perd la stabilité et le dépassement sera plus grand. [35]

II.8.3 Correcteur à action Intégrale I

On peut donner la relation entre la sortie $u(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ comme suit :

$$U(t) = K_i \int \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.62})$$

En appliquant Laplace, on trouve :

$$U(p) = K_i \frac{\varepsilon(p)}{p} \quad (\text{II.63})$$

Avec K_i : appelé « gain intégral ».

II.8.4 Effet de correcteur I

L'intérêt principal de ce correcteur est d'ajouter dans la chaîne de commande une intégration permet de réduire l'erreur statique et fournit, par conséquent, un système plus stable en régime permanent. Plus K_i est élevé, plus l'erreur statique est corrigée ou annulée, selon le type d'entrée. [35]

II.8.5 Correcteur à action Proportionnelle Intégrale PI

Le correcteur de type PI est une régulation de type P auquel on a ajouté un terme intégrale, il élabore alors une commande qui peut être donnée par la relation suivante :

$$U(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.64})$$

En appliquant Laplace, on trouve :

$$U(p) = K_p \varepsilon(p) + K_i \frac{\varepsilon(p)}{p} \quad (\text{II.65})$$

II.8.6 Effet de correcteur PI

En utilisant des contrôleurs PI dans un système de contrôle, l'erreur en régime permanent du système est extrêmement réduite sans affecter la stabilité du système, en plus améliorer sa précision. [36]

II.9 Conclusion

Ce chapitre présente une étude sur le convertisseur Boost classique et le Boost entrelacé pour application à pile à combustible, dédiée aux véhicules électriques ou hybrides. D'abord, nous avons présenté d'une façon générale le principe de fonctionnement et constitution de la pile à combustible. Ensuite, nous avons présenté la modélisation du convertisseur Boost classique, après, nous avons cité les limitations du convertisseur Boost classique en terme de puissance et en terme de qualité d'énergie fournit.

Par la suite, nous avons présenté la modélisation de convertisseur Boost entrelacé à quatre branches, son principe ainsi que, les différentes contraintes sur les composants et nous avons fait une comparaison entre les deux structures de Boost, classique et entrelacé. Finalement, nous avons introduit le principe de commande par modulation de largeur d'impulsion MLI utilisée pour le pilotage des interrupteurs, plus le régulateur PI qui permet de contrôler notre système.



Chapitre III :
Simulation et Résultats

III.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre, une simulation des deux topologies de convertisseurs DC/DC de type "Boost classique et Boost entrelacé à quatre branches" connectés à une pile à combustible, afin de voir la différence entre les deux et l'avantage que présente le Boost entrelacé dont le but de réduire l'ondulation d'un courant fort. A savoir que les ondulations importantes du courant est une cause de l'accélération de la dégradation de la pile à combustible.

La simulation est réalisée à l'aide de logiciel MATLAB sachant que la bibliothèque Simulink est utilisée pour réaliser les schémas blocs nécessaires pour la commande et le circuit de puissance est réalisé à l'aide de la bibliothèque Simpower. Plusieurs grandeurs ont fait l'objet de visualisations et d'observations suivit d'une interprétation.

III.2 Description du système

Le système étudié dans ce travail est destiné pour l'alimentation de la machine de traction d'un véhicule à pile à combustible et tenant compte d'une machine de traction de 50 kW avec une tension du bus continu de 500V [39]. La tension maximale de la pile à combustible est de 345 V pour garantir un rendement du convertisseur supérieur à 95 %. Donc, ce convertisseur doit élever la tension de la pile à combustible afin d'atteindre la tension nécessaire pour l'alimentation de la machine de traction (500 V DC). Pour $V_{fc}=335V$, on aura un rapport cyclique de 33 %.

Les paramètres utilisés pour réaliser ce convertisseur sont exprimés dans le tableau (III-1) :

Tableau III-1 : Paramètres de convertisseur Boost.

Paramètre	Symbole	Valeur
Tension d'entrée (V)	V_{fc}	335
Condensateur d'entrée (F)	C_{fc}	10^{-3}
Condensateur de sortie (F)	C	650×10^{-6}
Résistance (Ω)	R	5
Inductance (H)	L	10^{-3}
Fréquence (Hz)	f	5000
Rapport cyclique	α	0.33

Dans ce chapitre nous avons proposé deux cas à simuler, en premier lieu, on va simuler le convertisseur Boost classique et le convertisseur Boost entrelacé à quatre branches, par la commande MLI. En deuxième lieu, on refait les mêmes simulations précédentes pour les deux convertisseurs mais on va ajouter une chaîne de régulation utilisant un correcteur PI afin de réguler la tension et le courant et de voir si le rajout de la commande n'influence pas l'objectif attendu.

III.3 Simulation de Boost classique et Boost entrelacé

III.3.1 Boost classique

Le convertisseur Boost classique à pile à combustible utilisé pour élever la tension est illustré dans la figure (III-1). Ce convertisseur est composé d'une inductance de lissage de courant L , d'un condensateur de filtrage de tension de sortie C , d'une diode D et d'un interrupteur de type Mosfet commandé par un signal d'entrée MLI. Le condensateur d'entrée C_{fc} est utilisé pour protéger la PàC contre les surtensions en cas de forte demande de puissance transitoire de la charge.

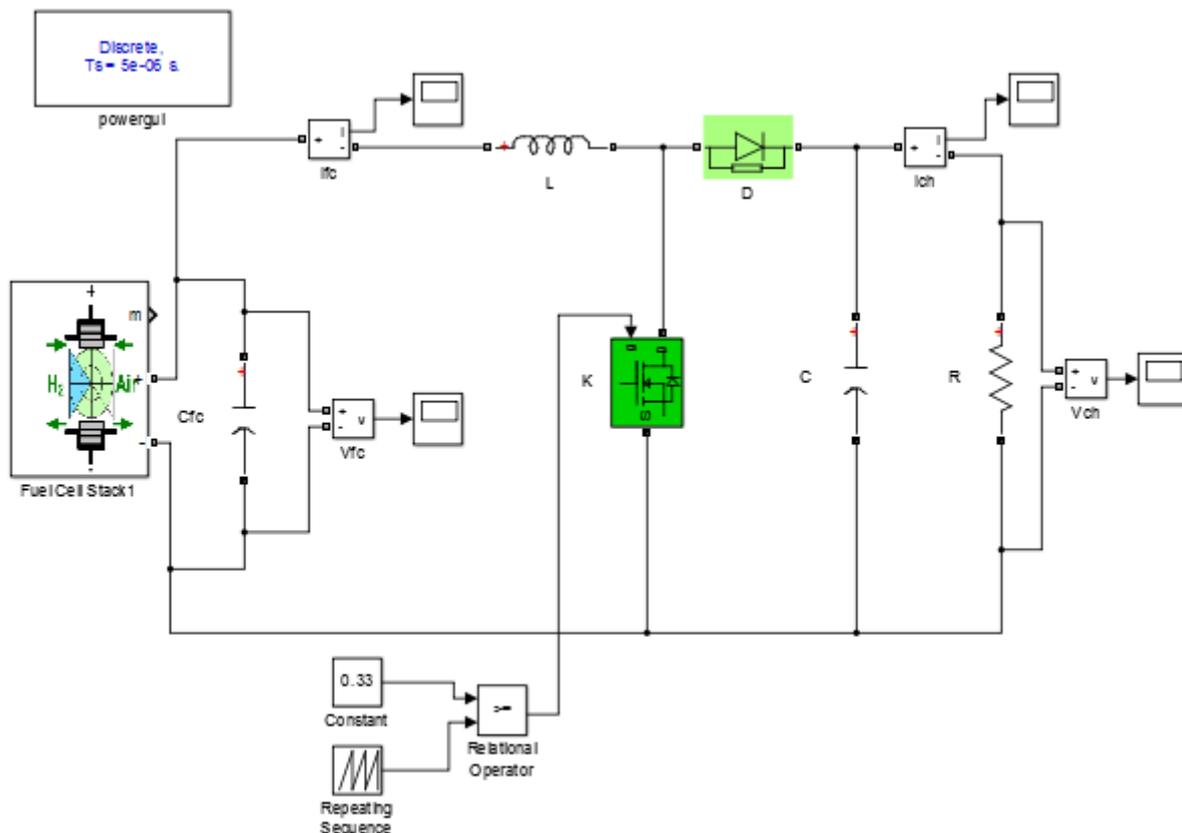


Figure III-1 : Schéma bloc de convertisseur Boost classique.

III.3.1.1 Résultats de simulation

On a simulé le montage de Boost classique à l'aide des paramètres montrés dans le tableau (III-1) et on trouve les formes d'ondes des signaux de commande, des courants et des tensions d'entrées et de sorties, qui sont présentées dans les figures (III-2), (III-3), (III-4) et (III-5).

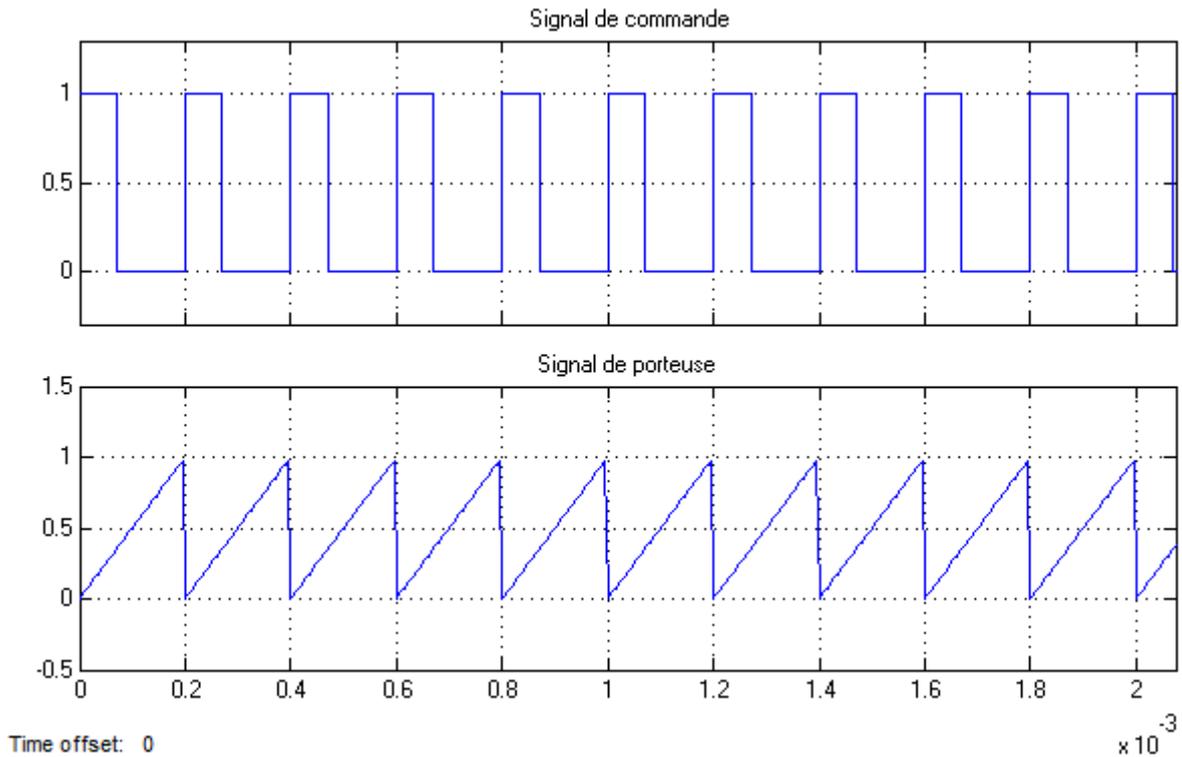


Figure III-2 : Signal de porteuse et signal de commande MLI.

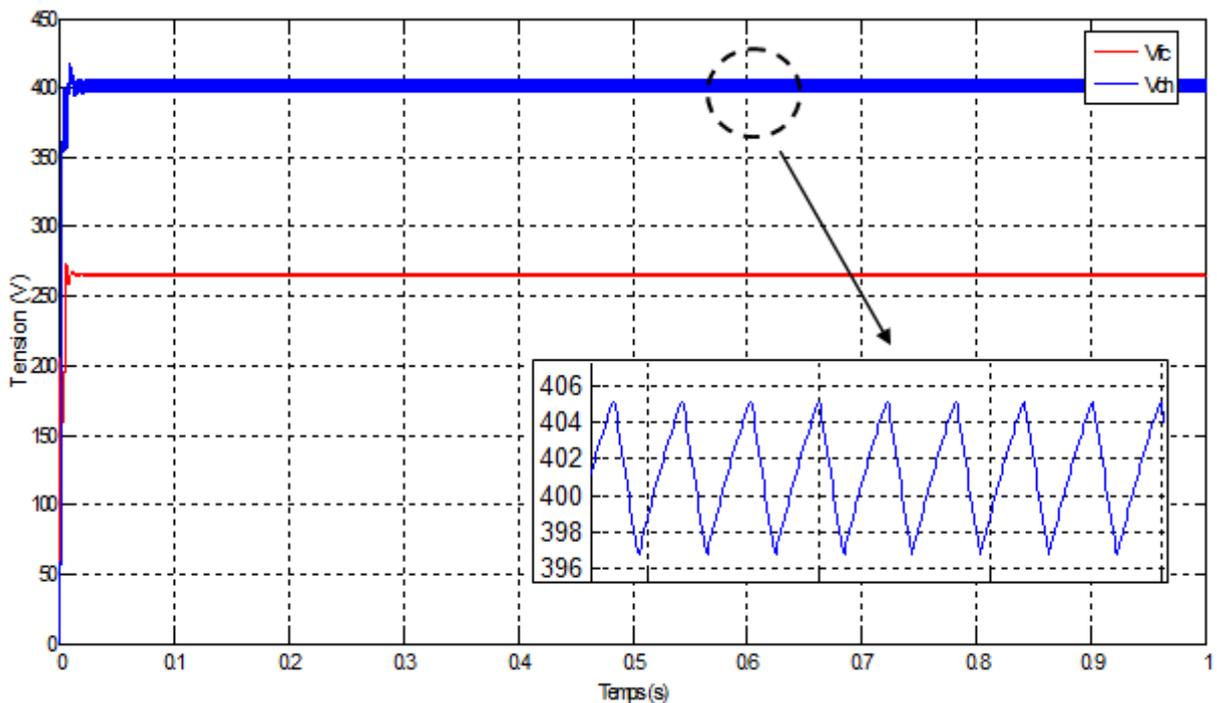


Figure III-3 : Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost classique.

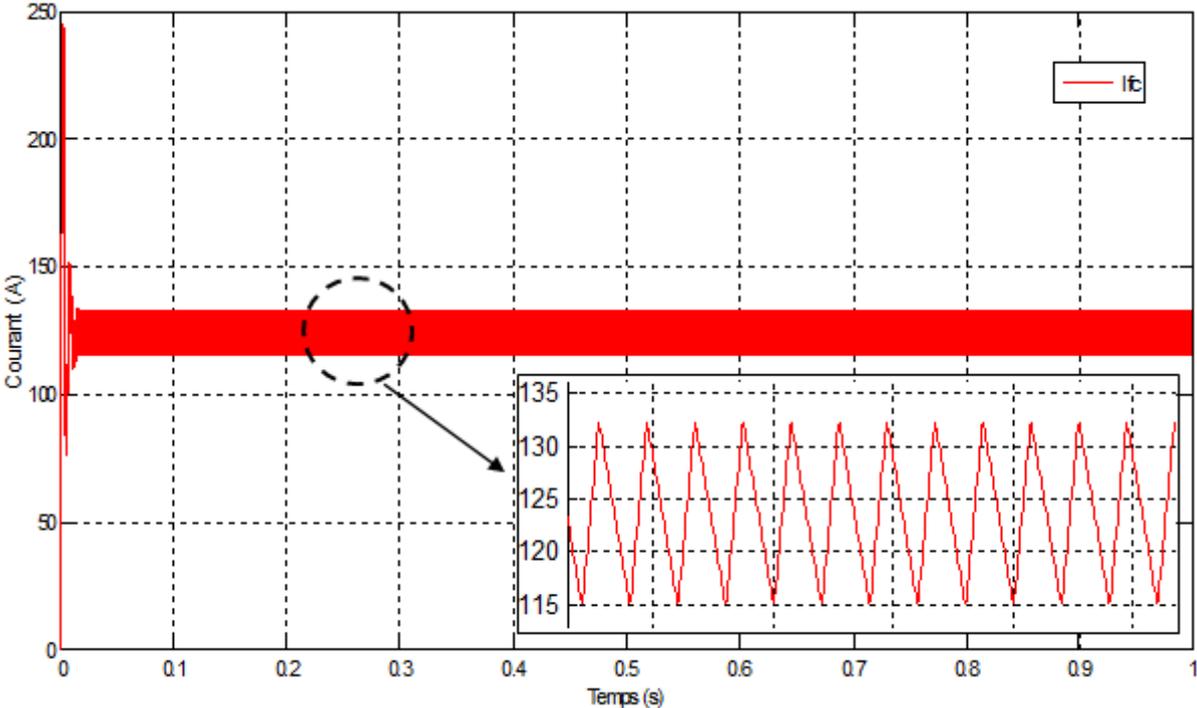


Figure III-4 : Courant d'entrée I_{fc} de Boost classique.

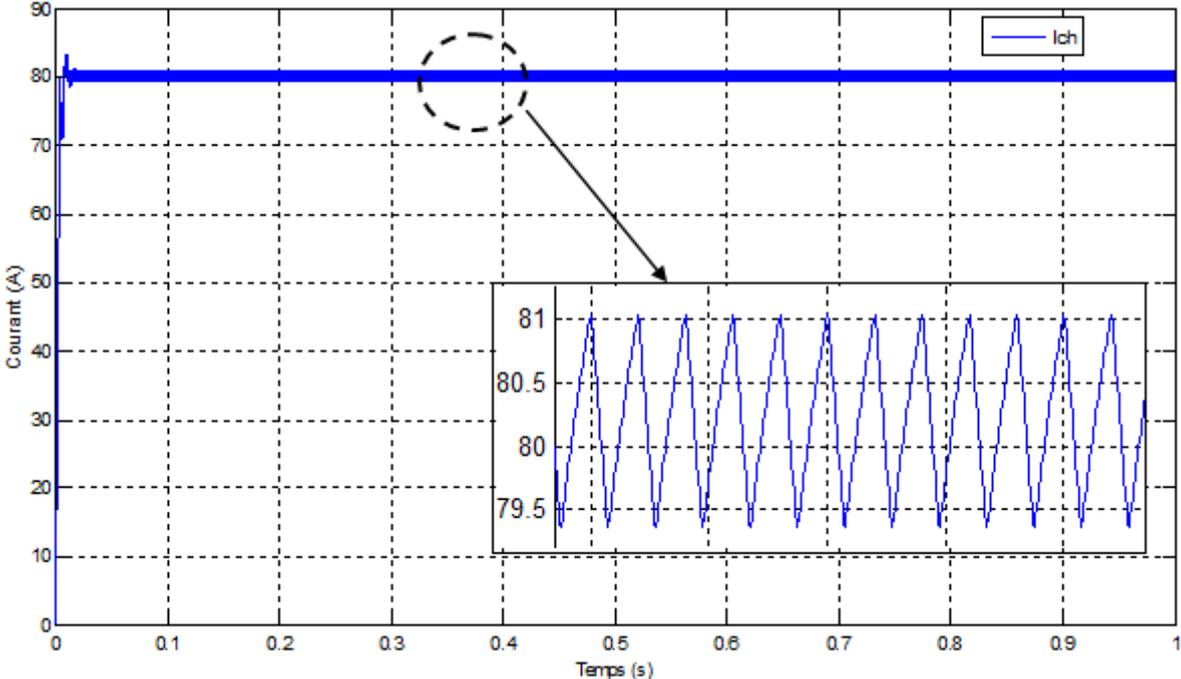


Figure III-5 : Courant de sortie I_{ch} de Boost classique.

➤ Pour $\alpha=0.5$:

On aura des ondulations maximales de courant et de tension :

- $\Delta V_{ch\ max} \simeq 11.4\ V$
- $\Delta i_{fc\ max} \simeq 17.9\ A$

Basant sur les inéquations (II.24) et (II.25) présentés dans le chapitre II, on va choisir des valeurs de L et C afin de réduire les ondulations comme suit :

Avec : $I_{fc\ max} = 230.3\ A$.

$$L_{cal} \geq \frac{V_{fc}}{2 \Delta i_{fc\ max} f} \Rightarrow L_{cal} \geq \frac{335}{2 \times 17.9 \times 5000} \Rightarrow L_{cal} \geq 1.87 \times 10^{-3} \quad (III.1)$$

$$C_{cal} \geq \frac{i_{fc\ max}}{4 \Delta V_{ch\ max} f} \Rightarrow C_{cal} \geq \frac{230.3}{4 \times 11.4 \times 5000} \Rightarrow C_{cal} \geq 1.01 \times 10^{-3} \quad (III.2)$$

On prend :

- $L_{cal} = 1.9 \times 10^{-3}\ H$.
- $C_{cal} = 1.01 \times 10^{-3}\ F$.

On obtient les résultats de tension et de courant comme suit :

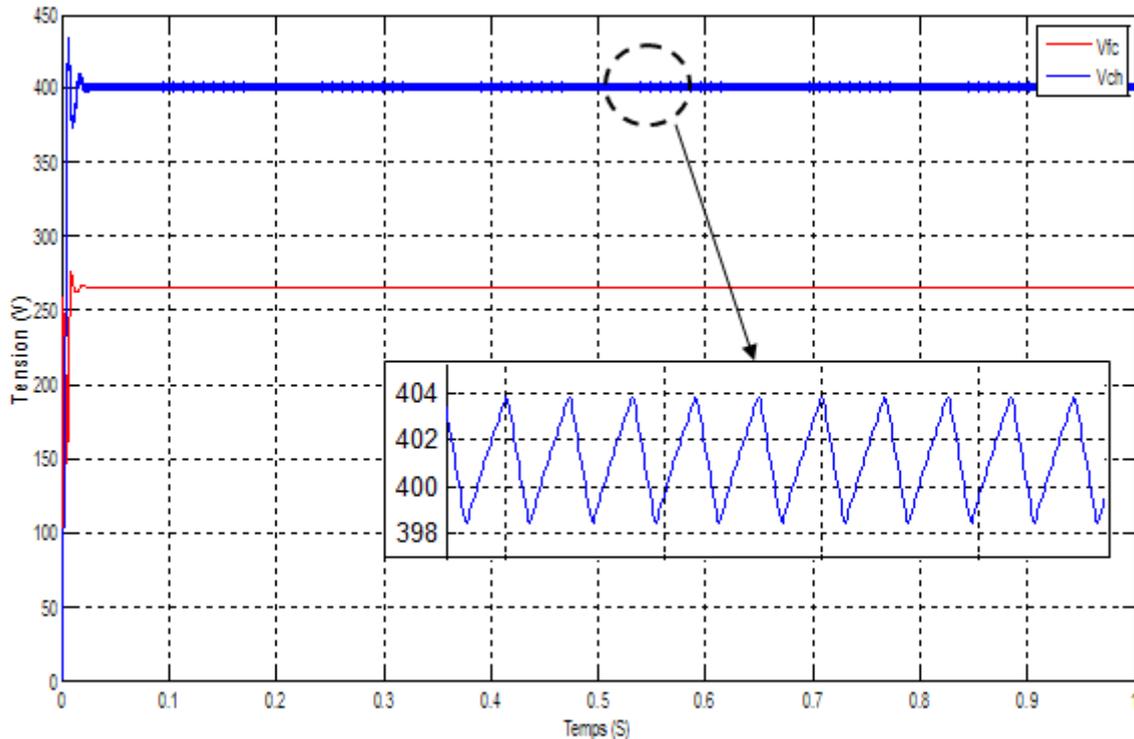


Figure III-6 : Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost classique pour L_{cal} et C_{cal} .

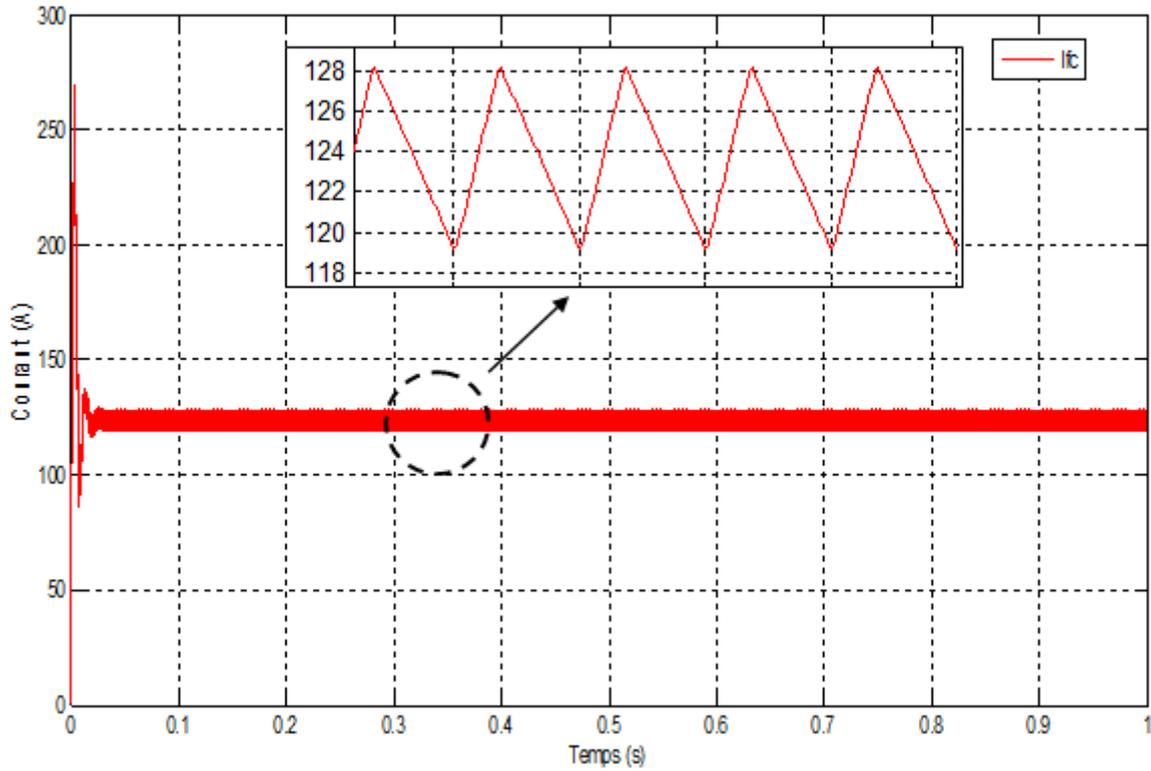


Figure III-7 : Courant d'entrée I_{fc} de Boost classique pour L_{cal} et C_{cal} .

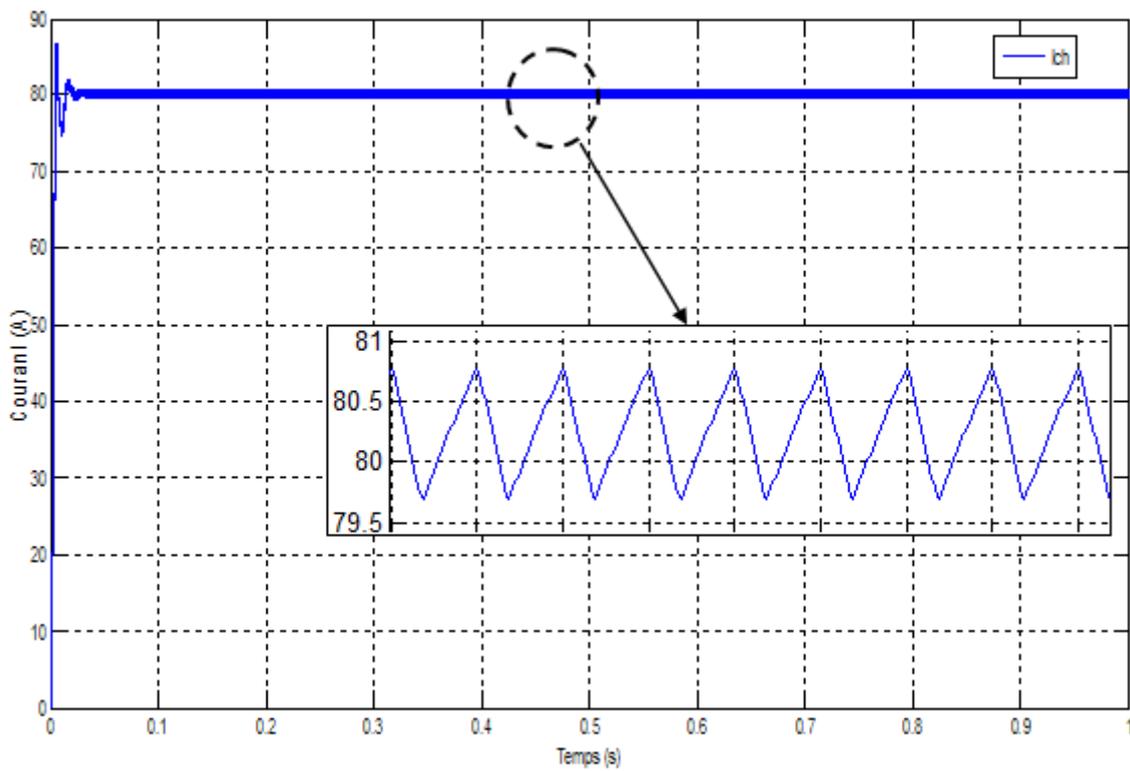


Figure III-8 : Courant de sortie I_{ch} de Boost classique pour L_{cal} et C_{cal} .

III.3.1.2 Interprétation des résultats

Pour la première partie de simulation par les paramètres cités au tableau (III-1) on trouve :

- Une ondulation de courant d'entrée Δi_{fc} égale à 17 A.
- Une ondulation de courant sortie Δi_{ch} égale à 1.67 A.
- Une ondulation de Tension de sortie ΔV_{ch} égale à 8.36 V.

1) Pour la deuxième partie de simulation par les nouvelles valeurs de L et C on trouve :

- Une ondulation de courant d'entrée Δi_{fc} égale à 8.98 A.
- Une ondulation de courant sortie Δi_{ch} égale à 1.07 A.
- Une ondulation de Tension de sortie ΔV_{ch} égale à 5.38 V.

Lorsqu'on a changé les valeurs de condensateur et d'inductance par les nouvelles valeurs calculés utilisant les inéquations, on remarque que les ondulations de tensions et de courants diminuent.

III.3.2 Boost entrelacé

Les convertisseurs entrelacés sont utilisés pour minimiser les ondulations de tension et de courant en utilisant les mêmes composants de convertisseur Boost classique. Par conséquent, l'utilisation de ces convertisseurs permet de réduire la taille des composants. Le convertisseur Boost entrelacé proposé est illustré à la figure (III-9).

Le convertisseur Boost entrelacé à quatre branches est formé par une combinaison parallèle de quatre diodes, quatre interrupteurs et quatre inductances connectés à un condensateur et à une charge communs.

Les quatre Mosfet sont pilotés par un signal MLI, la commande de chaque interrupteur est décalée de 90° par rapport à l'autre, c'est-à-dire un déphasage de $T/4$ (T/N). Pour un rapport cyclique de 0.33, la séquence de commutation de quatre Mosfet K_1 , K_2 , K_3 et K_4 est donnée comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{ll} 0 < t < \frac{T}{3} & : K_1 \\ \frac{T}{4} < t < \frac{T}{4} + \frac{T}{3} & : K_2 \\ \frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \frac{T}{3} & : K_3 \\ \frac{3T}{4} < t < \frac{3T}{4} + \frac{T}{3} & : K_4 \end{array} \right. \quad (III.3)$$

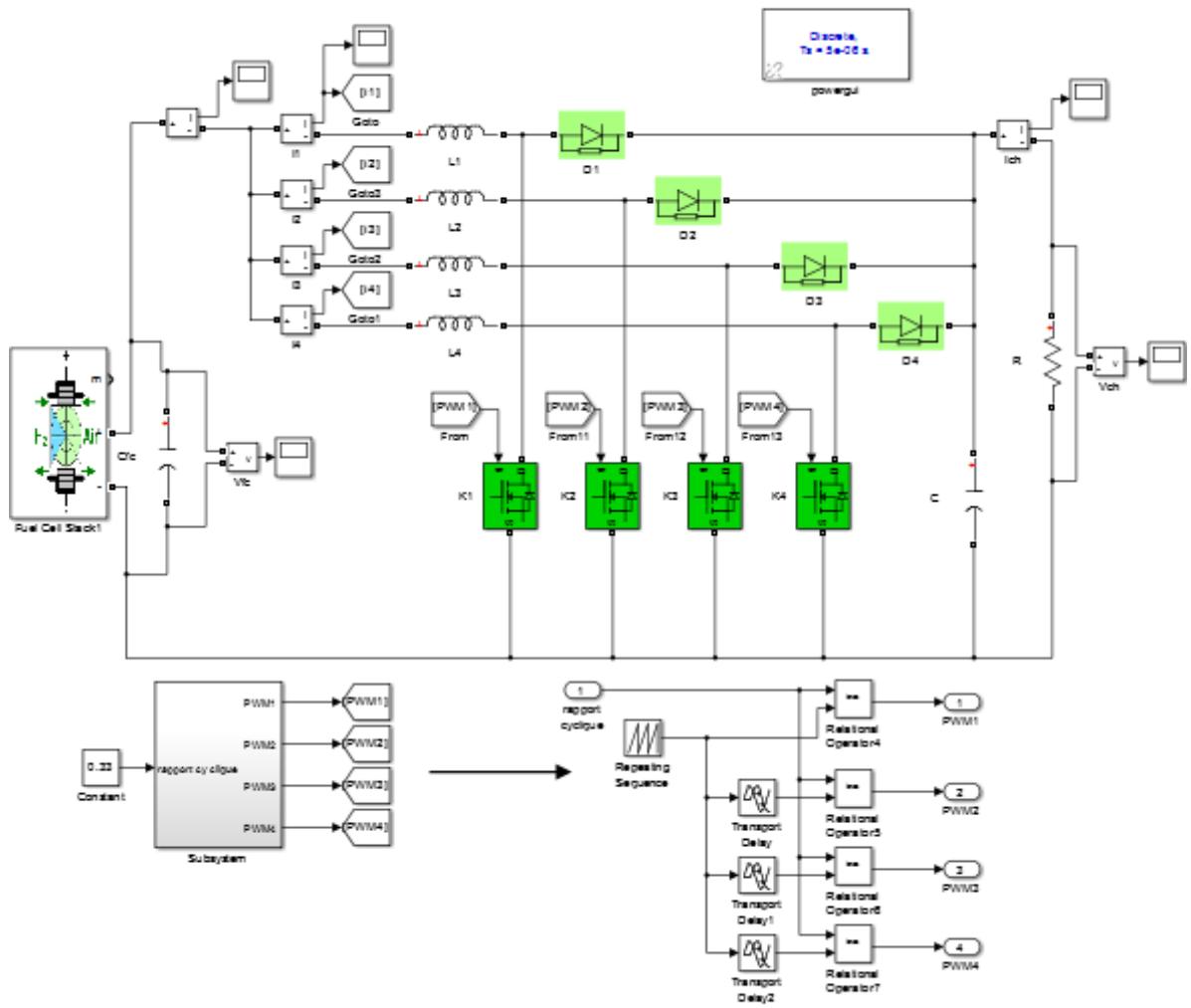


Figure III-9 : Schéma bloc de convertisseur Boost entrelacé à quatre branches.

III.3.2.1 Résultats de simulation

Les formes d'ondes des signaux de commande, des courants et des tensions d'entrées et de sorties sont présentées dans les figures suivantes.

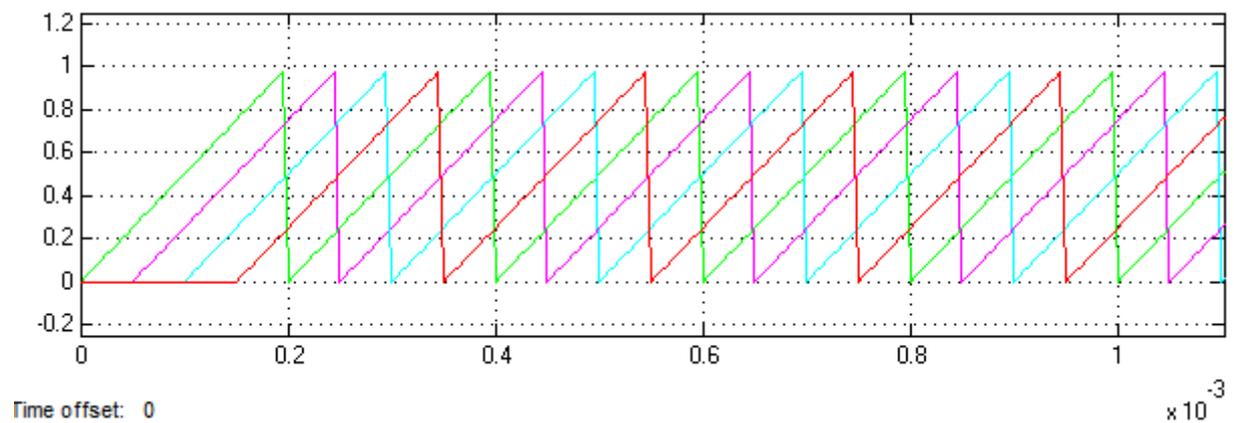


Figure III-10 : Forme d'onde de signaux des porteuses.

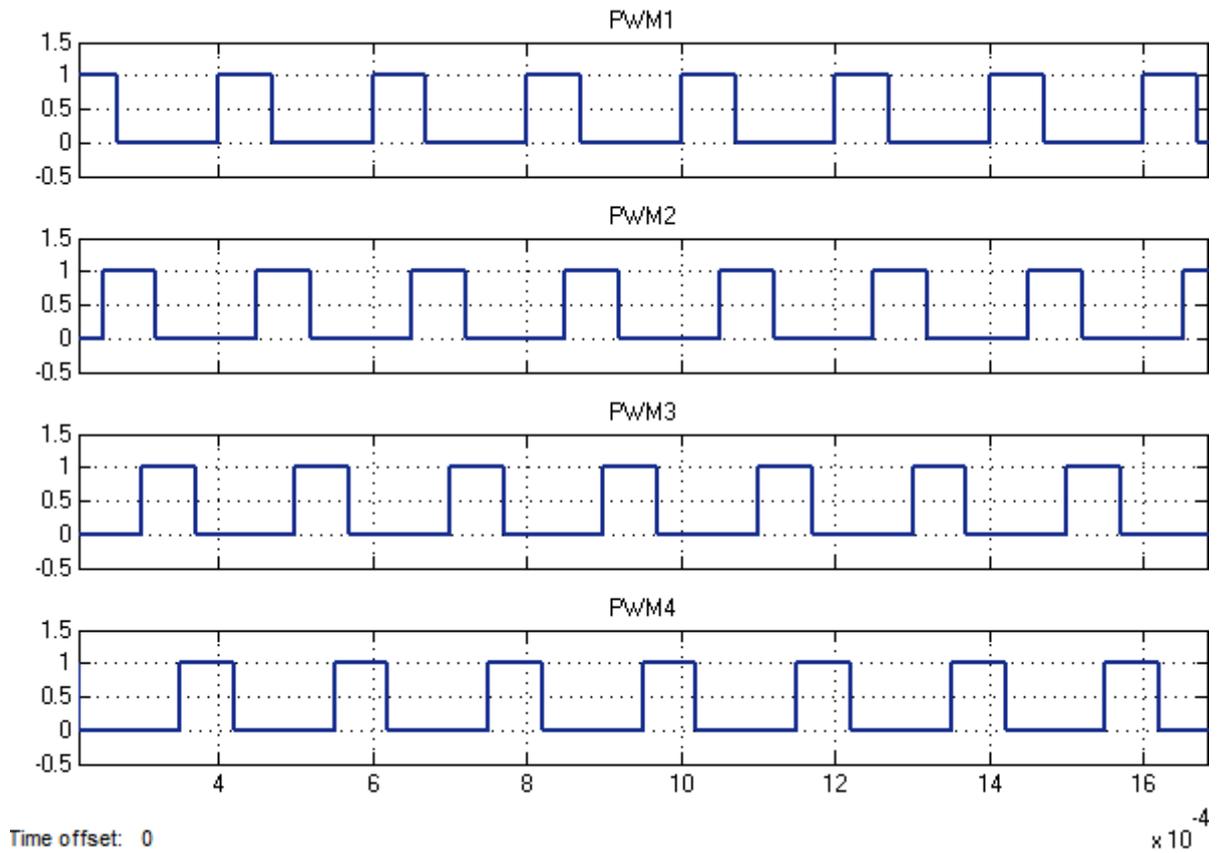


Figure III-11 : Signaux de commande de quatre interrupteurs.

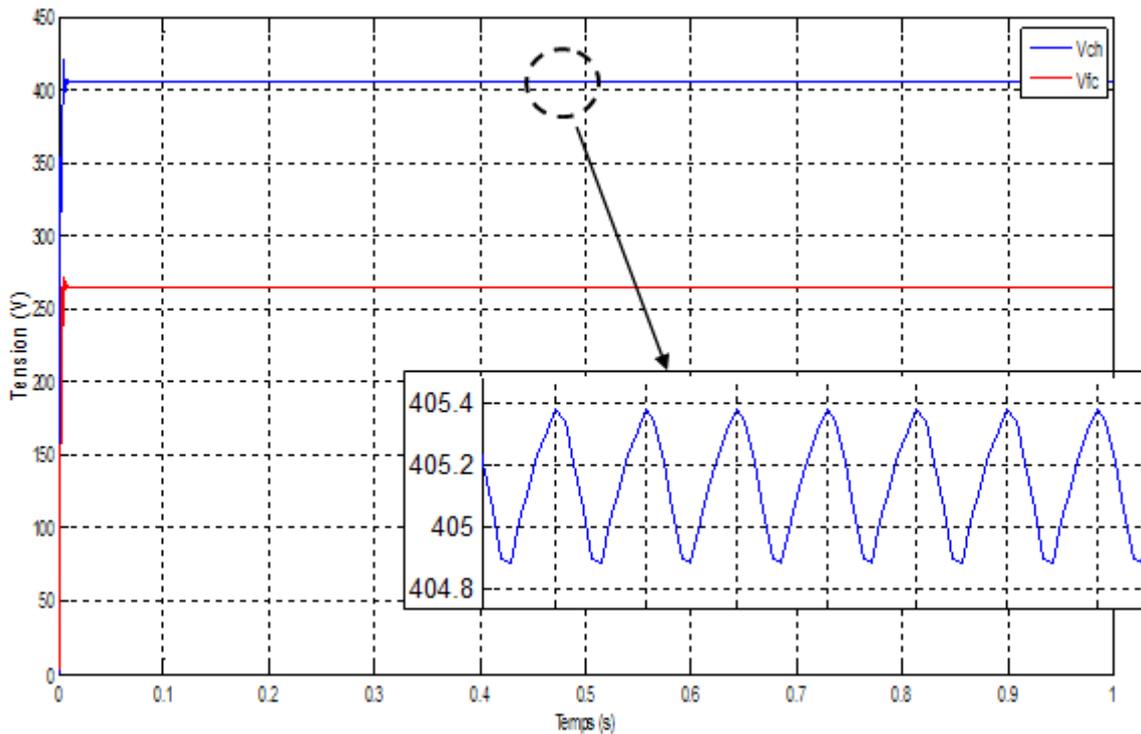


Figure III-12 : Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost entrelacé à quatre branches.

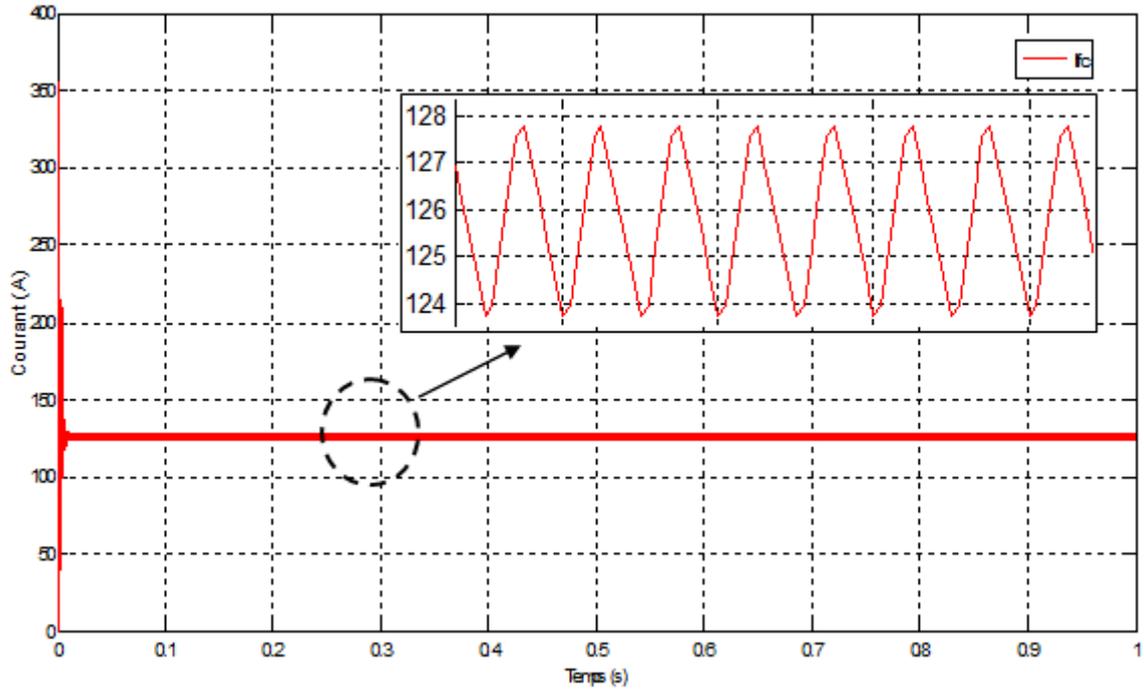


Figure III-13 : Courant d'entrée I_{fc} de Boost entrelacé à quatre branches.

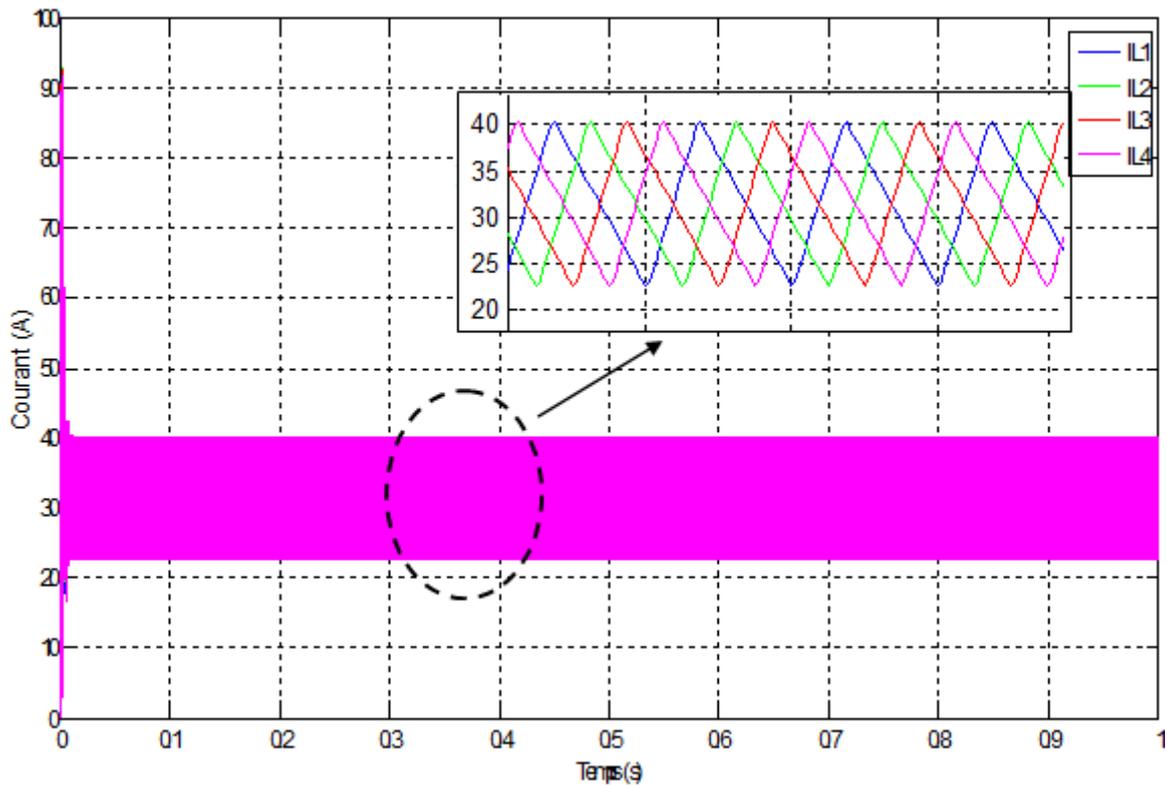


Figure III-14 : Courants d'inductances de Boost entrelacé à quatre branches.

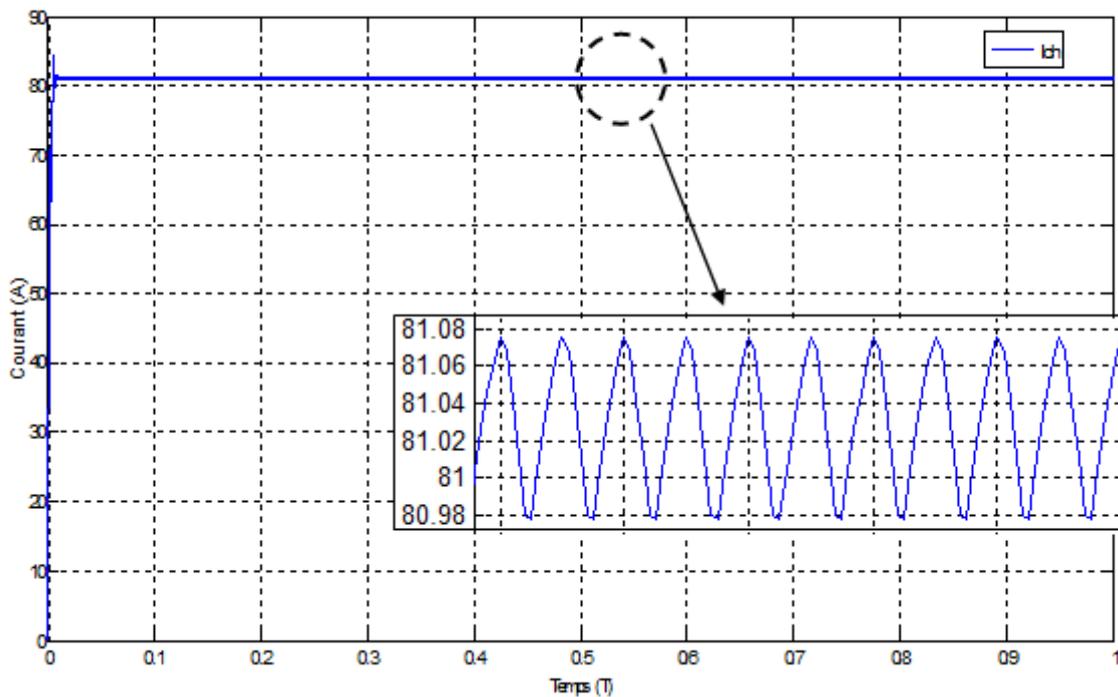


Figure III-15 : Courant de sortie I_{ch} de Boost entrelacé à quatre branches.

➤ Pour $\alpha=0.5$:

On aura des ondulations maximales de courant et de tension :

- $\Delta V_{ch\ max} \approx 8\ V$
- $\Delta i_{fc\ max} \approx 10\ A$

Basant sur les inéquations (II.57) et (II.58) présentés dans le chapitre II, on va calculer les valeurs de L et C afin de réduire les ondulations comme suit :

Avec : $I_{fc\ max} = 230.3\ A$.

$$L_{cal} \geq \frac{V_{fc}}{2 N \Delta i_{fc\ max} f} \Rightarrow L_{cal} \geq \frac{335}{8 \times 10 \times 5000} \Rightarrow L_{cal} \geq 0.84 \times 10^{-03} \quad (III.4)$$

$$C_{cal} \geq \frac{i_{fc\ max}}{4 N \Delta V_{ch\ max} f} \Rightarrow C_{cal} \geq \frac{230.3}{16 \times 8 \times 5000} \Rightarrow C_{cal} \geq 0.36 \times 10^{-03} \quad (III.5)$$

Les valeurs de L et C utilisées dans la simulation sont correspondus aux valeurs calculées dans les inéquations (III.4) et (III.5), donc on ne les change pas.

III.3.2.2 Interprétation des résultats

Une simulation par les mêmes paramètres utilisés pour le Boost classique, donne comme suit :

- Une ondulation de courant d'entrée Δi_{fc} égale à 4.01 A.
- Une ondulation de courant dans chaque inductance Δi_L égale à 17.62 A.
- Une ondulation de courant sortie Δi_{ch} égale à 0.1 A.
- Une ondulation de Tension de sortie ΔV_{ch} égale à 0.49 V.

III.3.3 Constatation et comparaison de résultats des deux convertisseurs

- Le courant traversant les éléments de chaque branche du hacheur Boost entrelacée est moins important que le courant traversant les éléments du hacheur Boost classique.
- On voit bien que la mise en parallèle de quatre Boost classique permet de partager le courant d'entrée à quatre inductances d'une façon égale, afin que le courant circulant pour chacune soit le quart de courant d'entrée.
- L'ondulation du courant de source est réduite par rapport à l'ondulation du courant dans les inductances du fait de l'entrelacement des courants de chacune des phases.
- L'ondulation du courant dans la structure du hacheur Boost entrelacé est moins importante que celle du hacheur Boost classique.
- L'ondulation de la tension de sortie est réduite par rapport à le hacheur Boost classique.
- Enfin, pour le Boost entrelacé la valeur de condensateur de sortie et d'inductance d'entrée peut être réduite par rapport au cas Boost à une phase.

III.4 Simulation de Boost classique et Boost entrelacé par un régulateur PI

Pour améliorer les résultats trouvés précédemment, il faut insérer une chaîne de régulation de correcteur PI caractérisé par les paramètres présentés dans le tableau suivant :

Tableau III-2 : Paramètres de régulation.

Régulateur PI	Régulateur de tension	Régulateur de courant
K_p	0.5	0.1
K_i	100	100

III.4.1 Boost classique

Le schéma global du convertisseur Boost classique avec régulateur PI est représenté par la Figure (III-16). La chaîne de régulation permet de comparer la tension de sortie V_{ch} avec la tension de référence réglée, la différence entre les deux produit une erreur qui est ensuite transmise au bloc régulateur PI.

De même manière, La sortie du bloc de régulateur PI est ensuite comparée au courant d'entrée i_{fc} du convertisseur, par conséquent l'erreur produite est transmise au bloc régulateur PI. La sortie de ce dernier est comparée à la forme d'onde en dents de scie pour produire un signal MLI.

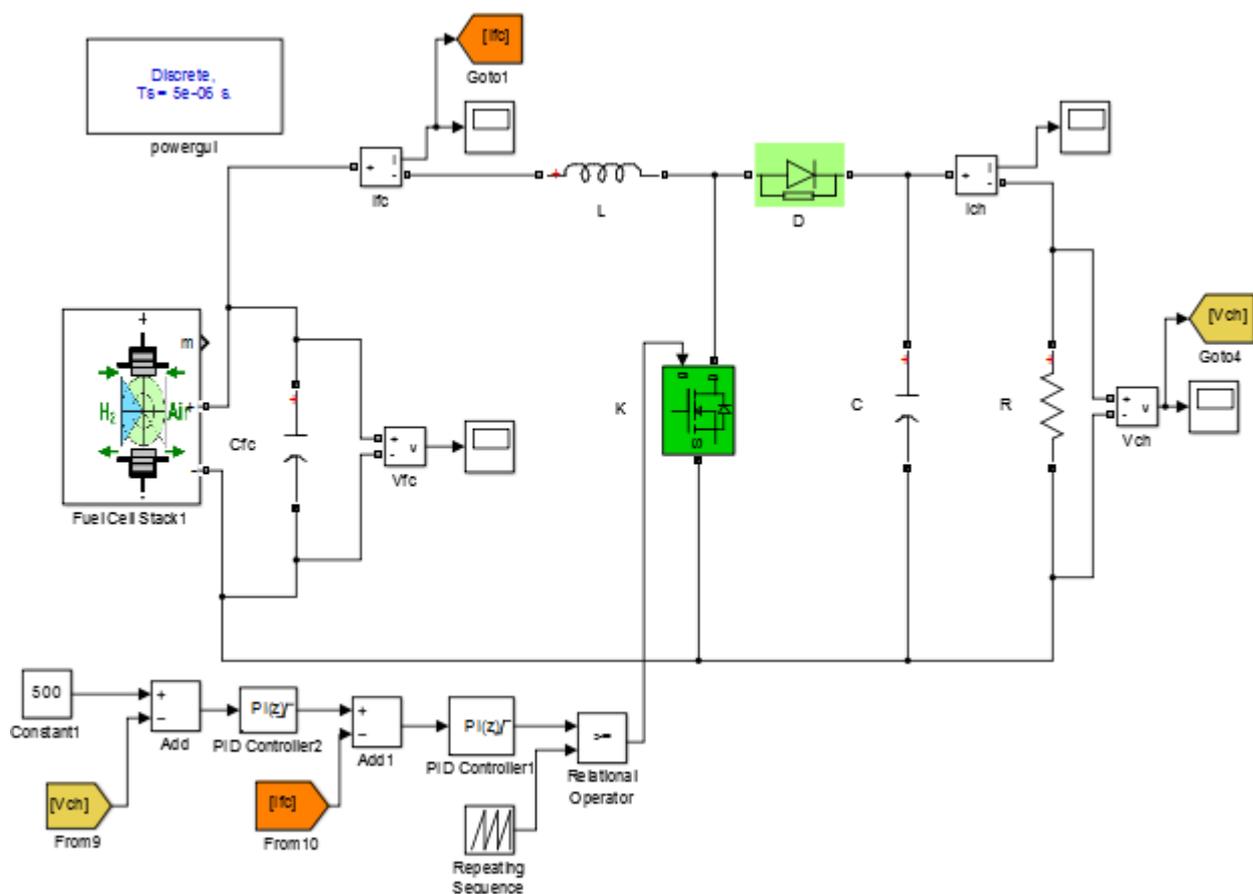


Figure III-16 : Schéma bloc de convertisseur Boost classique avec régulateur PI.

III.4.1.1 Résultats de simulation

Les différents signaux des courants et des tensions d'entrées et de sorties sont présentés dans les figures suivantes.

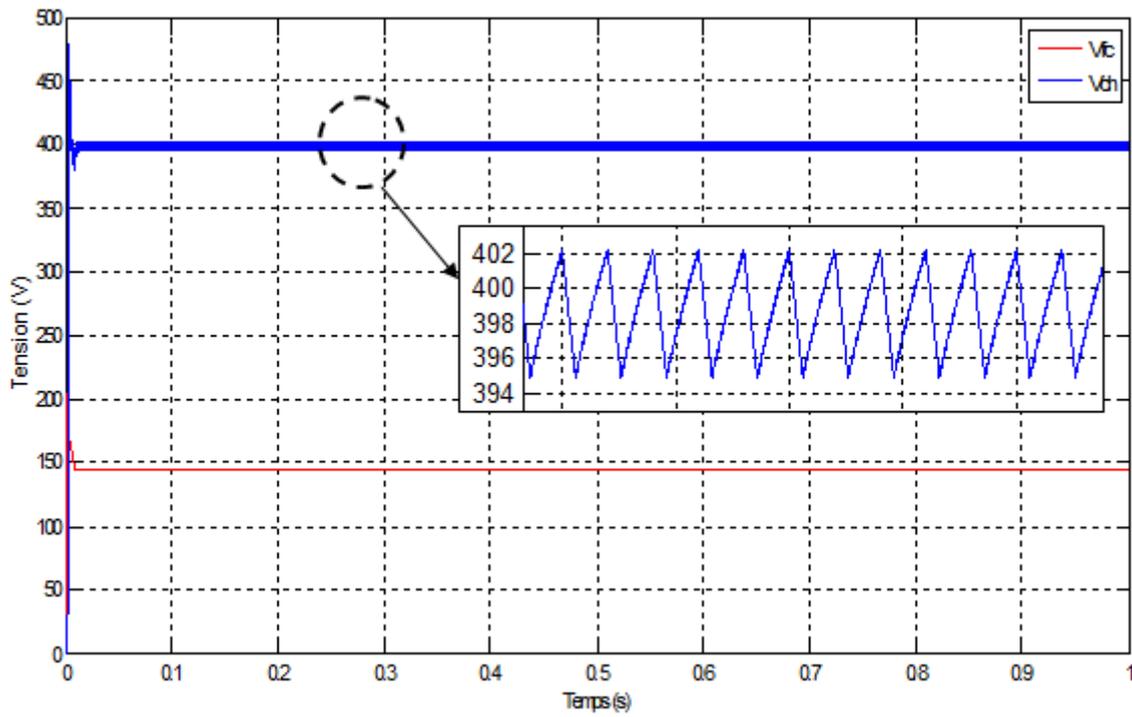


Figure III-17 : Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost classique avec régulateur PI.

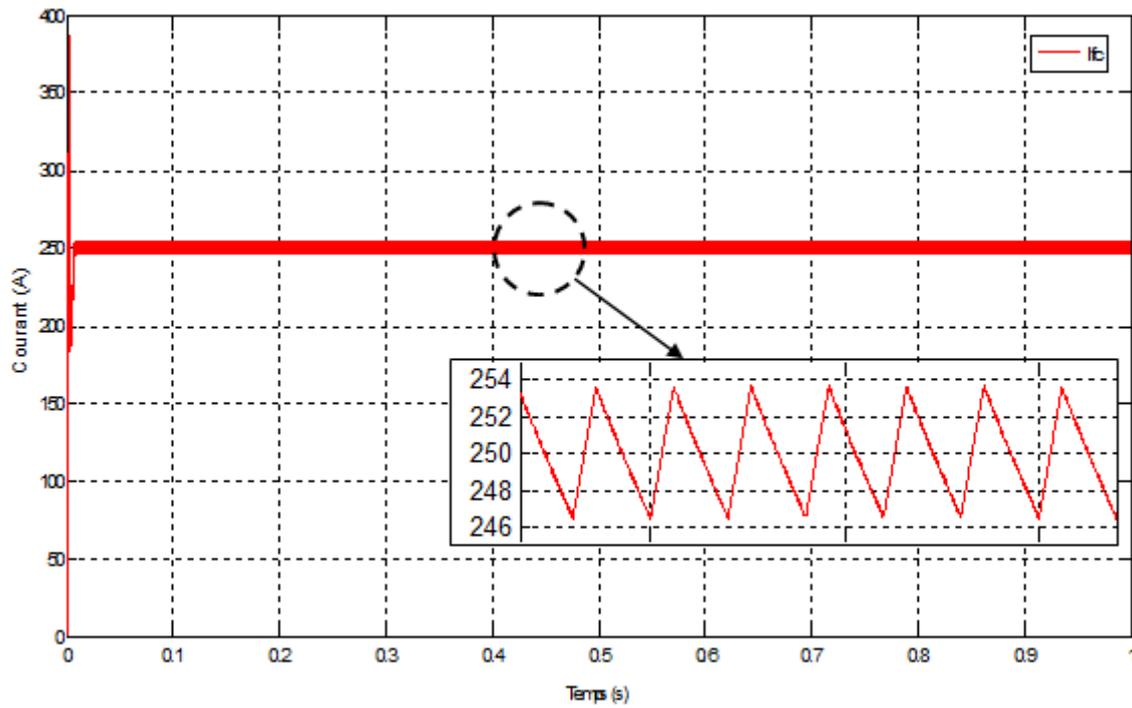


Figure III-18 : Courant d'entée I_{fc} de Boost classique avec régulateur PI.

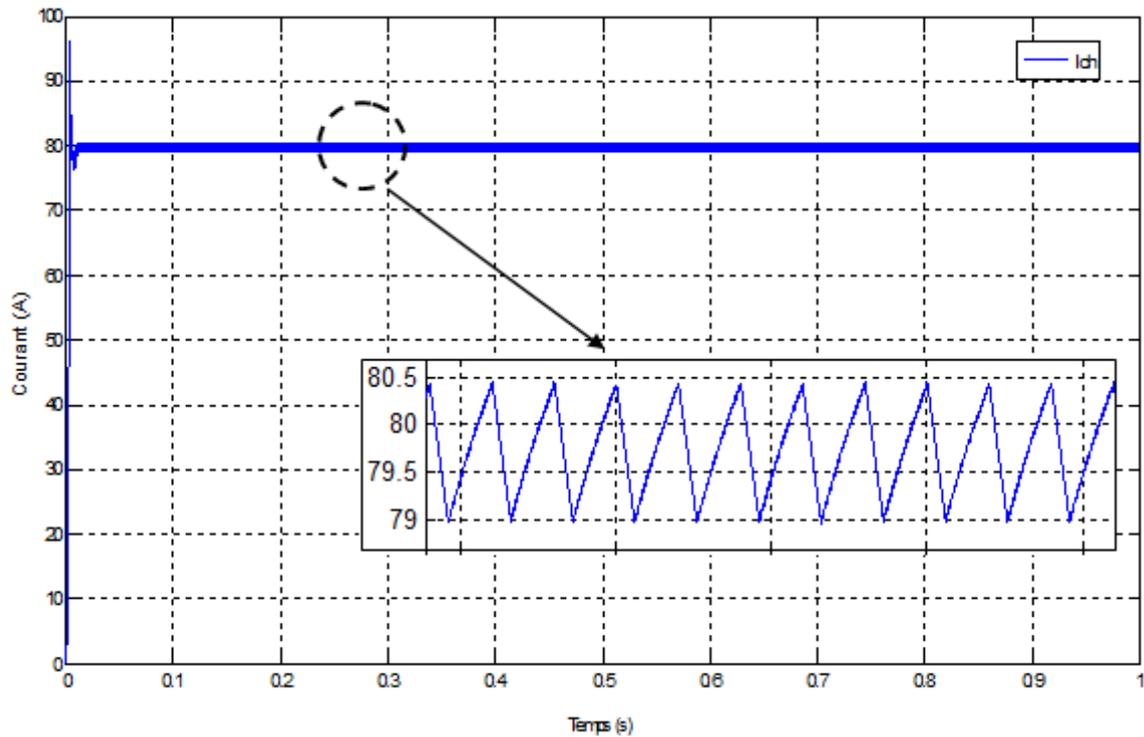


Figure III-19 : Courant de sortie I_{ch} de Boost classique avec régulateur PI.

III.4.1.2 Interprétation des résultats

- L'ondulation de courant d'entrée Δi_{fc} égale à 7.25 A.
- L'ondulation de courant sortie Δi_{ch} égale à 1.46 A.
- L'ondulation de Tension de sortie ΔV_{ch} égale à 7.33 V.

On remarque que les résultats qu'on a trouvé avec régulation mieux que sans régulation, de point de vue stabilisation, et rapidité de réponse. Ainsi que, les ondulations diminuent sans augmentation de valeurs des composants L et C.

III.4.2 Boost entrelacé

De même principe, on va insérer une chaîne de régulation pour que sa sortie soit comparée avec les quatre signaux générés par les porteuses, afin de produire des signaux MLI pour piloter les quatre interrupteurs.

Le schéma global du convertisseur Boost entrelacé à quatre branches avec régulateur PI est représenté par la Figure (III-20).

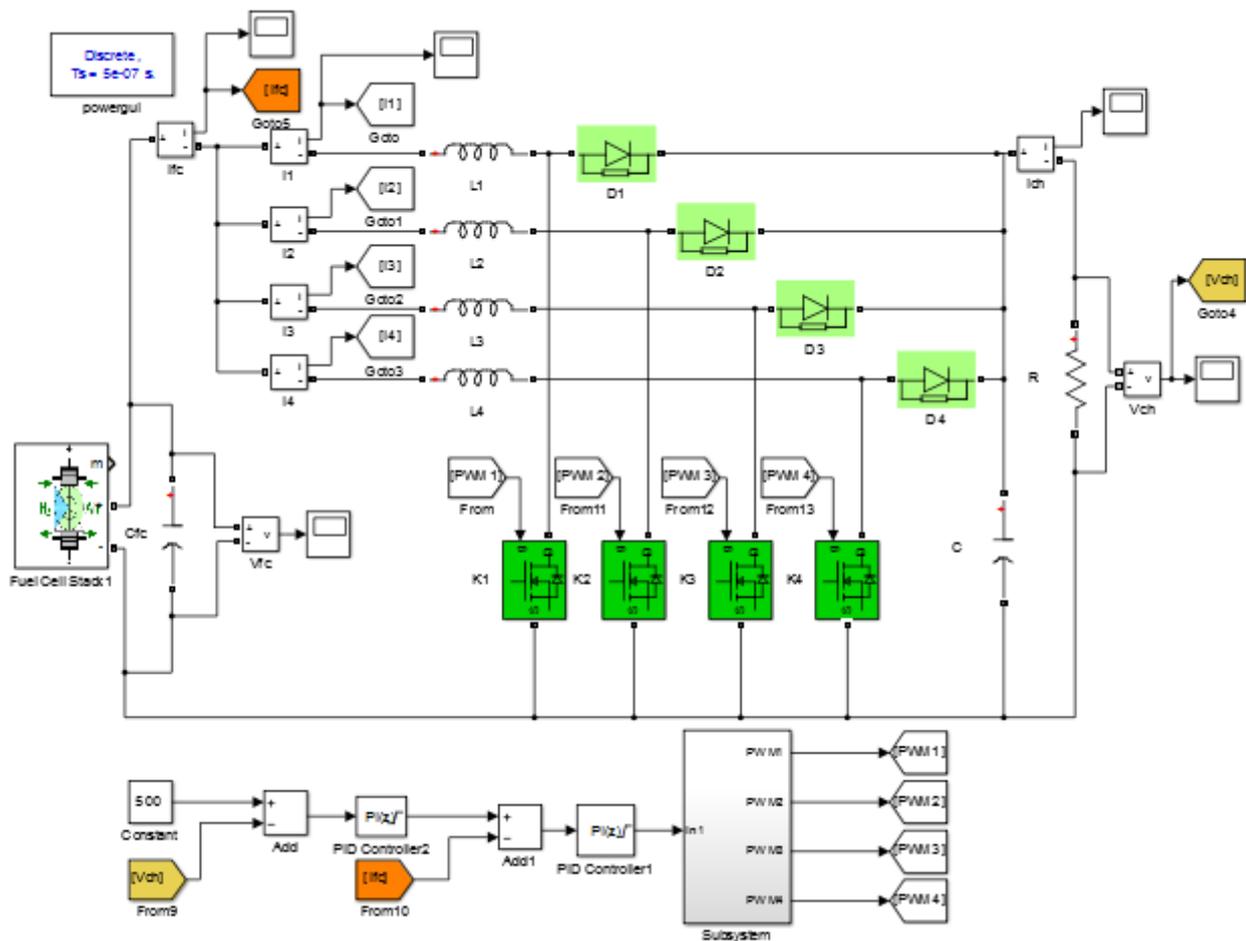


Figure III-20 : Schéma bloc de convertisseur Boost entrelacé à quatre branches avec régulateur PI.

III.4.2.1 Résultats de simulations

Les différents signaux des courants et des tensions d'entrées et de sorties sont présentés dans les figures suivantes.

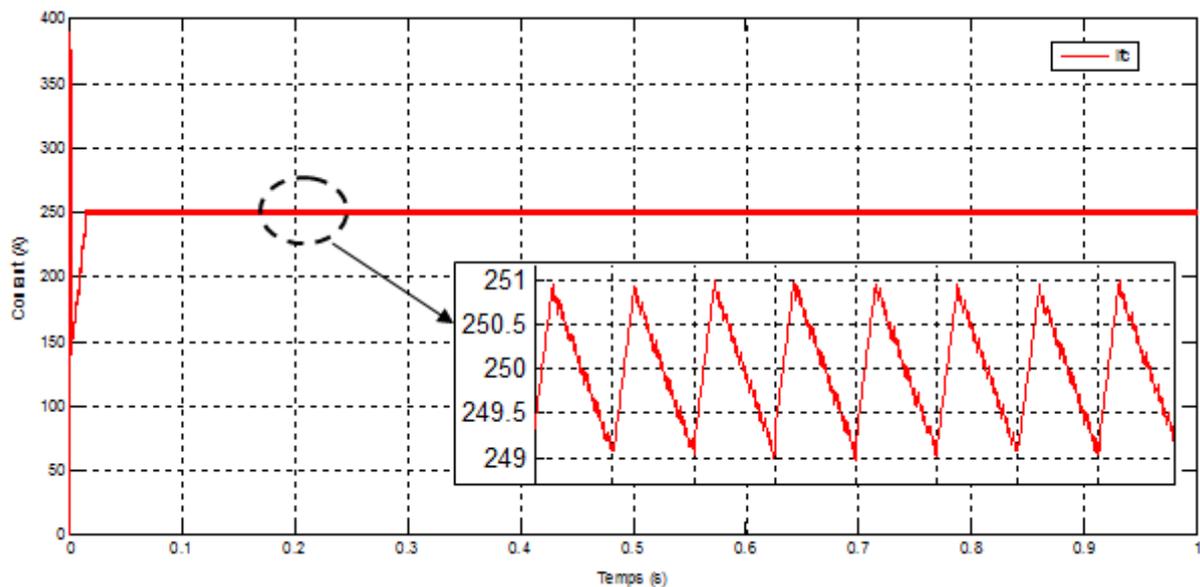


Figure III-21 : Courant d'entrée I_{fc} de Boost entrelacé à quatre branches avec régulateur PI.

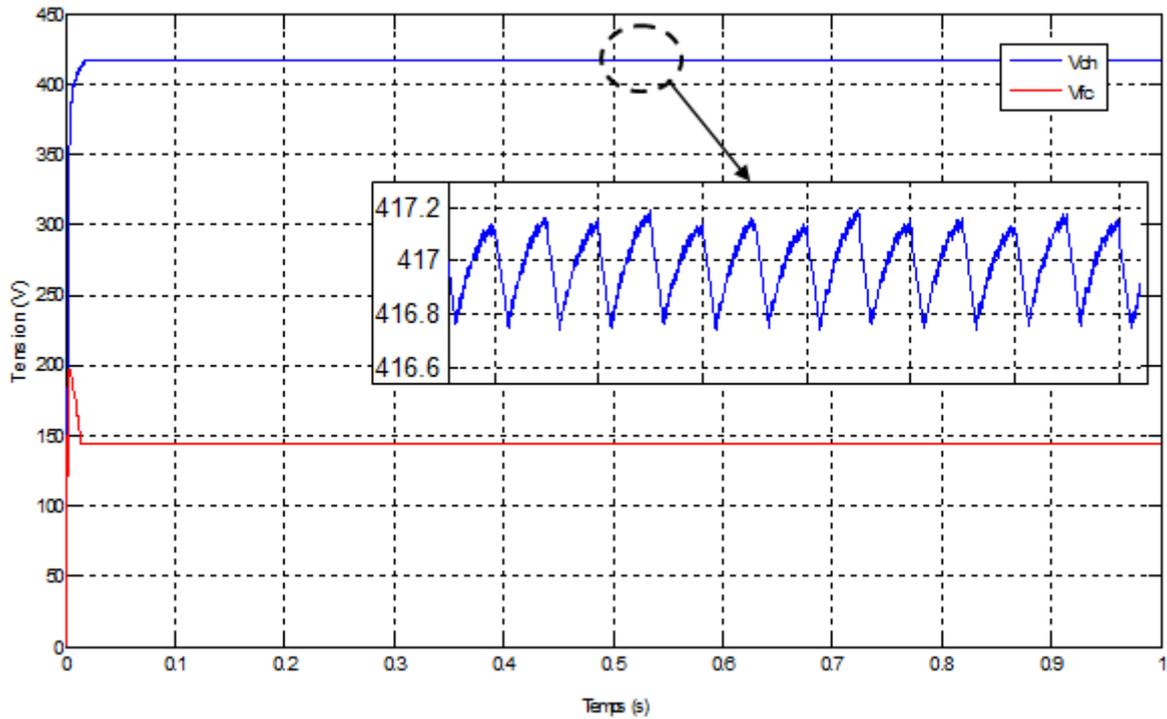


Figure III-22 : Tension d'entrée V_{fc} et tension de sortie V_{ch} de Boost entrelacé à quatre branches avec régulateur PI.

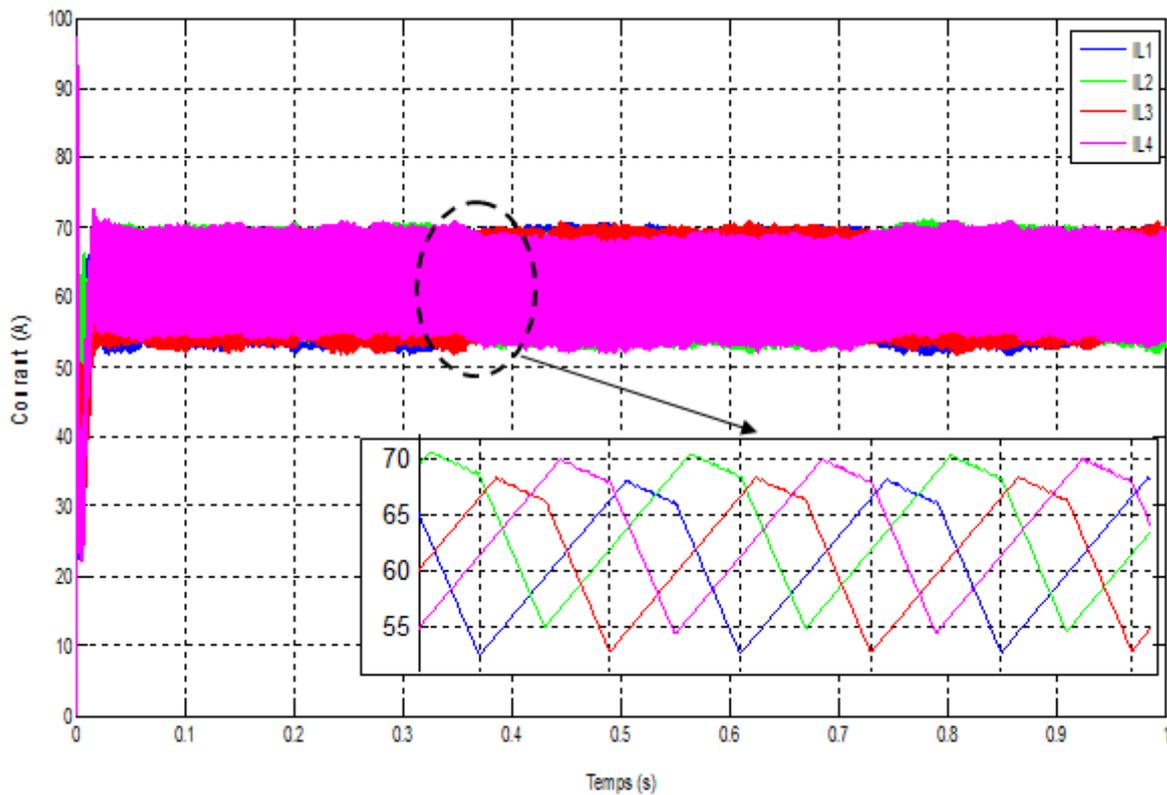


Figure III-23 : Courants d'inductances de Boost entrelacé à quatre branches avec commande PI.

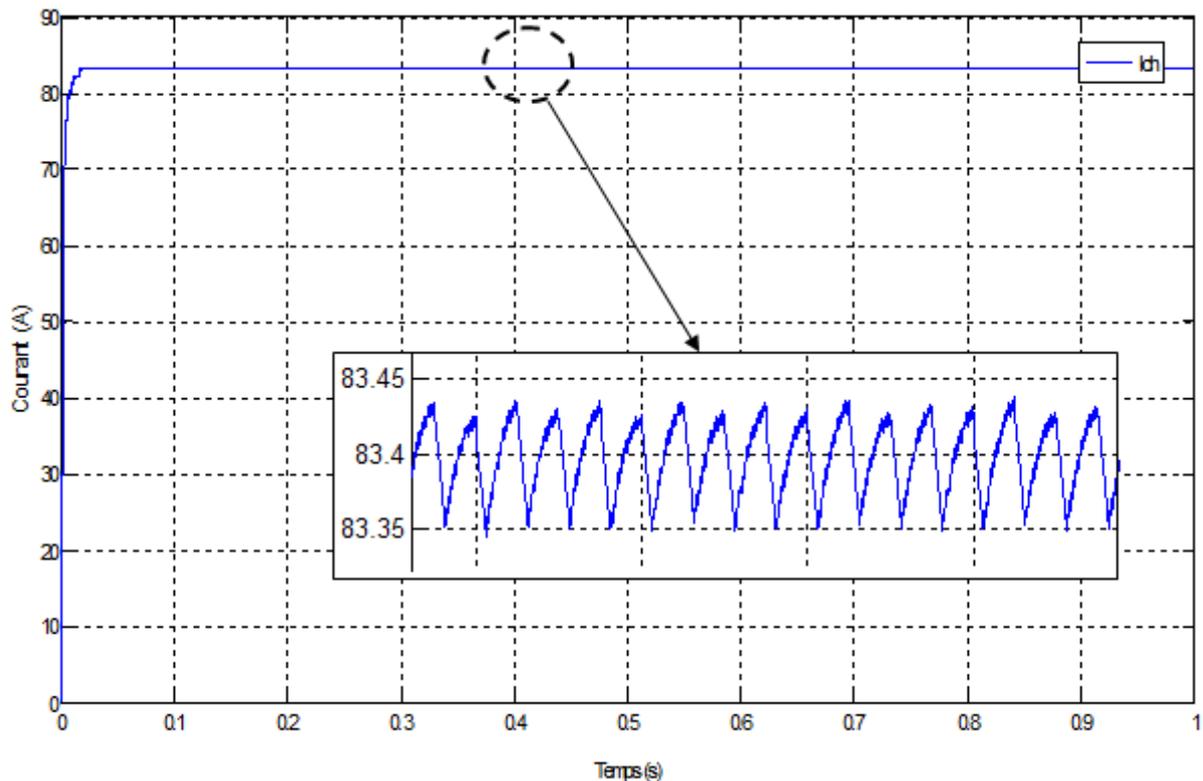


Figure III-24 : Courant de sortie I_{ch} de Boost entrelacé à quatre branches avec commande PI.

III.4.2.2 Interprétation des résultats

- L'ondulation de courant d'entrée Δi_{fc} égale à 2 A.
- L'ondulation de courant dans chaque inductance Δi_L égale à 15.6 A.
- L'ondulation de courant sortie Δi_{ch} égale à 0.08 A.
- L'ondulation de Tension de sortie ΔV_{ch} égale à 0.38 V.

On remarque que toutes les ondulations sont réduites et les réponses obtenues sont stables.

III.4.3 Constatation et comparaison de résultats des différentes structures

D'après les figures qui précèdent, on constate que lorsqu'on a inséré un régulateur, l'ondulation du courant et de la tension, en régime permanent, donnent des résultats qui sont acceptables.

Donc, on peut conclure que la meilleure structure qui donne un bon résultat est le Boost entrelacé. De plus, l'addition de régulateur PI tend à être un avantage supplémentaire pour que le convertisseur Boost entrelacé à quatre branches fonctionne avec moins d'ondulations en maintenant une tension de sortie constante.

III.5 Conclusion

D'après la simulation de différentes structures de Boost avec le MATLAB/Simulink, on a comparé les résultats trouvés et on a conclu que dans les endroits où les valeurs d'ondulation doivent être moins maintenues, le phénomène d'entrelacement est très avantageux par rapport au convertisseur Boost classique. En plus, le régulateur PI permet d'améliorer de plus en plus le fonctionnement de ce Boost entrelacée.



Conclusion Générale

Conclusion Générale

L'objectif principal de ce mémoire était d'étudier une structure de convertisseur DC/DC de type Boost entrelacé et son contrôle, qui permettent de coupler une pile à combustible à un bus DC. La technique de l'entrelacement nous a permis de multiplier la fréquence de découpage, et de minimiser l'ondulation du courant, ainsi que toutes les ondulations des paramètres du convertisseur, elle permet, également, d'augmenter le rendement, la fiabilité et l'efficacité du système. Le convertisseur Boost entrelacé possède une dynamique supérieure à celle de Boost classique.

Nous avons vu, par la simulation et après l'observation des résultats, l'intérêt de la technique de l'entrelacement par rapport à la topologie simple dans les applications à pile à combustible, donc on peut conclure que, Le convertisseur Boost entrelacé à quatre branches peut être utilisé dans les véhicules électriques/hybrides qui nécessitent une grande puissance avec un minimum de perte et une ondulation de courant réduite au maximum.



Références
Bibliographiques

- [1] [En ligne]. Available: <https://tpepilecombustible.wordpress.com>. [Accès le 20 06 2022].
- [2] B. BABAI HANI, "Commande non linéaire d'un convertisseur multicellulaire", Mémoire de Master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2018/2019.
- [3] K. TOGOLA et M. ABBANE, "Etude d'un convertisseur Alternatif-Continu à absorption sinusoidale utilisant un onduleur à résonance", Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Université de Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2009.
- [4] M. LAHBABI, "Chapitre 4 : Les convertisseurs statiques", Cour électronique de puissance, Université Sidi Mohammed Ben Abdellah de Maroc, 2014.
- [5] S. BEGAG, "Commande en Courant par Hystérésis Numérique pour les Systèmes de l'électronique de Puissance", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, 2008.
- [6] S. BENDIAB et N. ATMAOUI, "Commande d'un Hacheur Boost a deux entrees", Mémoire de Master, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2018.
- [7] M. L. MECHAOUF, "Gradateur monophasé et triphasé, modélisation et application", Mémoire de Master, Université Badji Mokhtar-Annaba, 2019.
- [8] Y. LIU, G. T. HEYDT et R. F. CHU, "The power quality impact of cycloconverter control strategies", *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, vol. 20, n°12, pp. 1711-1718, 2005.
- [9] C. CHEVASSU, "Électronique de puissance principes", Cour électronique de puissance, Ecole Nationale Supérieure Maritime ENSM de France, 2013.
- [10] M. TOUMI, "Application des onduleurs multi niveaux dans les systèmes de chauffage par induction", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2012.
- [11] A. MOULKHALOUA et I. D. BELHADJ, "Etude sur les perturbations électromagnétiques à haute fréquence dans les convertisseurs statiques", Mémoire de Master, Université d'Ain Témouchent, 2014.
- [12] H. AOUAOUA et S. CHERFI, "Etude des défauts dans les convertisseurs statiques", Mémoire de Master, Université Akli Moand Oulhadje de BOUIRA, 2019.
- [13] Y. NETTARI, "Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, 2014.

Références Bibliographiques

- [14] I. DEHIRI, "Etude d'un convertisseur DC-DC de type SEPIC", Mémoire de Master, Université Larbi Ben M'hidi d'Oum El-Bouaghi, 2017.
- [15] S. GHANDOUR, "Conception de convertisseurs DC-DC à base de MEMS", Thèse de Doctorat, Université Grenoble de France, 2011.
- [16] B. HAROUN, "Etude et réalisation d'un hacheur boost destiné à l'implémentation des commandes à base de DSP", Mémoire de Master, Université Larbi Ben Mhidi de Oum El Bouaghi, 2016.
- [17] A. KADA BELGHITRI, "Etude et réalisation d'un convertisseur DC-DC", Mémoire de Master, Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen, 2018.
- [18] N. ZERROUG, "Contribution au Contrôle Robuste des convertisseurs DC-DC", Thèse de doctorat, Université Mostefa Ben Boulaïd de Batna, 2018.
- [19] A. JAAFAR, "Contribution à la modélisation, l'analyse et l'optimisation de lois de commande pour convertisseurs DC-DC de puissance", Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale "Sciences et Technologies de l'Information des télécommunications et des systèmes" de France, 2011.
- [20] T. BOUDOUEH et N. R. KHELIF, "Montages hacheurs et ses applications", Mémoire de Master, Université Mohamed Khider Biskra, 2020.
- [21] I. BOUZGHAYA, "Etude d'un Hacheur à stockage capacitif", Mémoire de Master, Université Larbi Ben M'hidi d'Oum El Bouaghi, 2014.
- [22] N. PATIN, "Electronique de puissance pour l'industrie et les transports 2, les convertisseurs de puissance et leur commande", Grande Bretagne: ISTE Editions, 2014.
- [23] [En ligne]. Available: <http://sa.ge.sts.free.fr/Wiki/pmwiki..> [Accès le 24 05 2022].
- [24] S. DERGHAL, "Commande d'un moteur à courant continu via FPGA", Mémoire de Master, Université Des Frères Mentouri de Constantine, 2015.
- [25] A. BELKAID, "Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome", Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas de Setif, 2015.
- [26] I. CHEKKAF et M. A. BOUZIANE, "Etude et modélisation des hacheurs boost multi-niveaux dédiés aux systèmes photovoltaïques", Mémoire de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur, Ecole Supérieure En Sciences Appliquées de Tlemcen, 2019.
- [27] [En ligne]. Available: www.electrosup.com. [Accès le 07 06 2022].

Références Bibliographiques

- [28] B. HUANG, "Convertisseur continu-continu a rapport de transformation élevé pour applications Pile à combustible", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009.
- [29] C. MAHAMAT, "Analyse et commandes des convertisseurs multi-niveaux pour un générateur photovoltaïque connecté au réseau électrique", Thèse de Doctorat, Université Paris-Saclay de France, 2018.
- [30] R. SAADI, "Convertisseurs basse tension (42V, 540V); application source hybride utilisant une pile à combustible", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.
- [31] D. GUILBERT, A. Gaillard, A. N'diaye et A. DJERDIR, "Comparaison de topologies de convertisseurs DC/DC entrelacées en cas de défauts d'interrupteurs de puissance pour véhicule électrique à pile à combustible", *La Revue 3 E. I (ISSN : 2555-5057, ISSN électronique : 1252-770X)*, 2013.
- [32] S. FARHANI, A. N'DIAYE, A. DJERDIR et F. BACHA, «"Design and practical study of three phase interleaved Boost converter for fuel cell electric vehicle",» *Journal of Power Sources*, vol. 479, p. 228815, 2020.
- [33] I. SADLI, "Modélisation par impédance d'une pile à combustible PEM pour utilisation en électronique de puissance", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine de France, 2006.
- [34] R. YAHYAOU, "Identification de défauts dans les convertisseurs statiques DC/DC à composants SiC destinés aux applications pile à combustible", Thèse de Doctorat, Université Bourgogne Franche-COMTE de France., 2018.
- [35] D. ROSS, E. DEGUINE et M. CAMUS, "Asservissement par PID", *rose. eu. org*, vol. 3, 2010.
- [36] [En ligne]. Available: <https://electronicscoach.com/>. [Accès le 01 07 2022].
- [37] S. LYONNARD, "Membranes pour piles à combustible : structure et transport. Apport de la diffusion neutronique", *École thématique de la Société Française de la Neutronique*, vol. 11, p. 177–197, 2010.
- [38] D. GUILBERT, "Tolérance aux défauts et optimisation des convertisseurs DC/DC pour véhicules électriques à pile à combustible", Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard de France, 2014.
- [39] H. AOUZELLAG, "Optimisation de la gestion énergétique des véhicules hybrides", Thèse de Doctorat, Université Abderrahmane Mira de Béjaia, 2017.

