

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique

Option : Energie Renouvelable

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:**

MASTER

Thème

**Etude et simulation des hacheurs
entrelacés**

Présenté par :
Benaouali Brahim Elkhalil

Soutenu le : 04 Juin 2017

Devant le jury composé de :

Mme. Guergazi Aicha

M.A.A

Président

Mr . Rabhi Boualaga

M.C.A

Encadreur

Mme .Deradji Beloum Karima

M.A.A

Examineur

Année universitaire: 2016 / 2017

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Energie Renouvelable

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**Etude et simulation des hacheurs
entrelacés**

Présenté par :
Benaouali Brahim Elkhalil

Soutenu le : 04 Juin 2017

Devant le jury composé de :

Dr. Guergazi Aicha

M.C.A

Président

Dr. Rabhi Boualaga

M.C.A

Encadreur

Mme. Deradji Beloum Karima

M.A.A

Examineur

Année universitaire: 2016 / 2017

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Energie Renouvelable

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Etude et simulation des hacheurs entrelacés

Présenté par :

-Mr. Benaouali Brahim Elkhilil

Avis favorable de l'encadreur :

Dr. Rabhi Boualaga

signature

Avis favorable du Président du Jury

Dr. Guergazi Aicha

Signature

Cachet et signature

Le mémoire contient par ordre d'apparition:

- Dédicaces
- Remerciements
- Liste des Tableaux
- Liste des Figures
- Liste des abréviations
- Résumés (bilingue)

Sommaire :

- * Introduction générale
- * Chapitre 1, 2, 3...
(Chaque chapitre commence par une Introduction et se termine par une conclusion)
- * Conclusion générale et perspectives
- * Bibliographie
- * Annexe

Type d'écriture:

- Times new Roman 12
- Les titres en Gras
- Interligne 1.5
- Formules et Figures sont numérotées par chapitre :
exp. Fig. n°Chap. n°figure (Fig. I.1) ou (Equ. I.1)

Remarques :

- Eviter le glaçage de la page de garde.
- Respecter le contenu par ordre d'apparition.
- Ecrire les résumés bilingues dans une seule page...

- عدم تجليد الصفحة الأولى
- احترام المحتوى المذكور أعلاه
- كتابة ملخص للمذكرة باللغتين
(العربية والفرنسية) و في صفحة
واحدة... الخ

REMERCEMENT

*Je remercie en premier lieu **Dieu** qui m'a donné ce bien là et pour que je vie ce jour et la force et la patience pour terminer ce travail.*

*Je tiens à exprimer mes remerciements à mon encadreur D.r **Rabhi Boualaga** qui a proposé et a dirigé ce travail.*

Je remercie monsieur le président de jury, ainsi que les membres de jury d'avoir accepté de juger ce travail.

Je tiens à remercier les responsables et tout le personnel du département de Génie Electrique de Biskra pour les facilités qu'ils m'ont accordés pour terminer ce travail.

Le travail de mémoire que j'ai effectué doit beaucoup à certaines personnes que je tiens à les remercier sincèrement.

*Nous remercions vivement nos familles **Benaouali** pour leur aide matérielle et morale durant toute la période de préparation.*

Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ma formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire.

Dédicace

À mes chers parents

À mon cher frère, à mes sœurs,

Et à tous mes amis.

Liste de figure

Chapitre I : Généralité des hacheurs

Figure (1.1) : schéma de base d'un convertisseur Boost	4
Figure(1.2 a) :L'interrupteur K passant.....	5
Figure (1.2 b) :L'interrupteur K bloqué	5
Figure (1.3) : Formes d'ondes du convertisseur Boost (courants à gauche, tension à droite).....	6
Figure (1.4) :forme du courant d'entrée en Conduction discontinue.....	8
Figure(1.5) : formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue.....	9
Figure (1.6) :Schéma du hacheur boost.....	10
Figure(1.7) :formes d'ondes courant dans un convertisseur Boost	
Figure (1.8) :Formes d'ondes de rapport cyclique α	10
Figure (1.9) :formes d'ondes tension dans un convertisseur Boost.....	11
Figure (1.10) : Convertisseur buck.....	11
Figure (1.11) : Signaux typiques de convertisseur buck.....	12
Figure (1.12) : Formes d'ondes du convertisseur Buck (courants à gauche, tension à droite).....	13
Figure. (1.13) : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur	14
Figure(1.14) :Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck.....	14
Figure (1.15) :forme du courant en Conduction discontinue.....	15
Fig. (1.16) :Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue.....	16

Chapitre II : Modélisation du convertisseur boost

Figure(2.1) : schéma d'alimentation élévatrice de tension	19
Figure (2.2): forme d'ondes les valeurs moyennes de la tension U et du courant i'	20
Figure (2.3) : Schéma du hacheur parallèle, dit "boost"	22

Chapitre III : Etude et conception des hacheurs entrelacés

Figure (3.1) : Mise en parallèle de deux Boost avec décalage des commandes (à gauche, schéma du convertisseur, à droite, courant dans les deux inductances et courant d'entrée pour $\alpha < 0,5$ en mode conduction continue)	27
Figure (3.2) : Double boost (ou boost 3 niveaux)	31
Fig. 3.3. Double BOOST entrelacé	32
Figure (3.4) : Stratégie de commande	32
Figure (3.5) : schéma fonctionnel de boucle de tension	33
Figure (3.6) : Schéma en bloc de la commande à deux boucles du convertisseur	34
La Figure (3.7) présente la forme de la fonction de transfert en boucle ouvert	35
La Figure (3.8) présente la réponse indicielle du système avec le correcteur PI	35

Chapitre IV :Simulation de hacheurs entrelacé et discussions de résultats de simulation

Figure (4.1): Schéma de simulation de deux hacheurs boost entrelacée.....	37
Figure (4. 2) : Courant d'entrée et tension de sortie du convertisseur boost.....	38
Figure (4.3) : Formes d'onde de haut en bas : Courant de la bobine, tension au borne de la bobine, tension au borne de l'interrupteur, courant de l'interrupteur et courant de la diode.....	39
Figure (4.4) : Courant de la bobine et tension de la sortie.....	40
Figure (4.5): Tension de la sortie en cas de variation de la référence (de 80 à 90 à 80V).....	40
Figure (4.6) : Tensions aux bornes des interrupteurs K1 et K2.....	41
Figure (4.7) : Tension de sortie	41
Figure (4.8) : Courant de l'inductance L_1	42
Figure (4.9) : Courant de l'inductance L_2	42
Figure (4.10) : courant de la source et courants des deux inductances.....	42
Figure (4.11) : Zoom du courant de la source et courants des deux inductances.....	42
Figure (4.12) : Courant de la source et les courants des inductances.....	43
Figure (4.13) : Zoom de courant de la source et les courants des inductances.....	43
Figure (4.14) : Tension de la sortie	44
Figure (4.15) : Courant de la source	44
Figure (4.16) : Courant de l'inductance L_1	44
Figure (4.17) : Courant de l'inductance L_2	44

Liste des symboles

α	Rapport cyclique
T	Période de commutation
L	Inductance
C	Capacité
R	Résistance de charge
f	Fréquence de commutation
V_e	Tension d'entrée
V_c	Tension aux bornes de la capacité
V_s	Tension de sortie
D	Diode
i_L	Courant à travers de l'inductance
i_c	Courant à travers de capacité
i_{LM}	Courant maximal de l'inductance
i_{Lm}	Courant minimal de l'inductance
i_s	Courant de sortie
$V_{\text{réf}}$	Tension de référence
K_i, K_p	Paramètres du correcteur
N	Les branches du convertisseur
V_D	Tension directe de diode
K	Interrupteur
e	Erreur entre la sortie et la référence
$\Delta\alpha$	Changement du rapport cyclique
A	Matrice d'état
B	Matrice de sortie
I_{max}	Courant maximal
K	Interrupteur ou son signal de commande

t	Temps
T _{off}	Durée d'ouverture de l'interrupteur
T _{on}	Durée de conduction de l'interrupteur
U	Vecteur d'entrée
x	Vecteur d'état
\dot{x}	La dérivé de x par rapport au temps
x _e	La valeur de x à l'équilibre
ε	L'onde de modulation
u'	Variable d'état de la tension u
i'	Variable d'état de la courant i

Acronymes

Boost	survolteur
Buck	dévolteur

MCC	Mode de Conduction Continu
MCD	Mode de Conduction Discontinu

DC-DC	Courant continu- Courant continu
PI	Proportionnelle Intégrale
FT	Fonction de transfert
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Silicium Field Effect Transistor
GTO	Gate Turn Off

Sommaire

I Introduction Generale	1
-------------------------------	---

Chapitre I : Généralité des hacheurs

1.1 Introduction.....	3
1-2 Différent types des hacheurs.....	4
1-2-1 Le hacheur survolteur (Boost).....	4
1-2-1-1 Principe de fonctionnement	5
1-2-1-2 Mode de fonctionnement du convertisseur statique.....	6
1-2-1-3 Mode conduction continue	6
1-2-1-4fonctionnement en Conduction discontinue	8
1-2-1-5résultat.....	10
1-2-2Convertisseur Buck.....	11
1-2-2-1 principe de fonctionnement	12
1-2-2-2 Conduction continue	13
1-2-2-3 fonctionnement en Conduction discontinue	14
1-3-Conclusion	17

Chapitre II Modélisation du convertisseur boost

2-1 Introduction	18
2-2 Principe de modélisation.....	18
2-2-1 Exemple d'application aux convertisseurs DC-DC direct	19

2-2-1-1 Equation d'évolution du générateur et récepteur	19
2-2-1-2 Elimination des source U et I'	20
2-3 Modèle équivalent. Schéma bloc	21
2-3-1 Fonction de transfert	21
2-4 Méthode des schémas équivalents moyens.....	22
2-4 -1 Modélisation par modèle d'état moyen.....	22
2-5 conclusion.....	25

Chapitre III Etude et conception des hacheurs entrelacés

3-1 Introduction.....	26
3.2 Présentation de structure de boost étudié	26
3.3 Fonctionnement	28
3-4. Le double boost (ou boost 3 niveaux).....	30
3-5- Double BOOST entrelacé	31
3-5-1. Principe de fonctionnement	31
3-6 Commande PI du hacheur	32
3-6-1 Modélisation et commande des convertisseurs (DC-DC)	33
3-6-2- Asservissement de la tension	33
3-6-3 La commande avec deux boucles.....	33
3-7- Fonction de transfert des convertisseurs (DC-DC)	34
3-8- Les avantages hacheurs entrelacés	36
3-9 Conclusion.....	36

Chapitre IV Simulation de hacheurs entrelacé et discussions de résultats de simulation

4-1 Introduction	37
4-2 Les paramètres proposé dans ce travaille	37
4-3 Résultat Simulation d'un du hacheur boost.....	38

4-3-1 Commande en boucle ouvert	38
4-3-2 Commande en boucle fermée	40
4-4 Résultat Simulation de deux hacheurs boost entrelacée.....	41
4-4-1 Commande en boucle ouvert	41
4-4 -2Résultat Simulation de deux hacheurs boost entrelacée.....	43
4-4-2-1 Commande en boucle fermé	43
4-5 Conclusion	45
Conclusion générale.....	46
Bibliographie	47

ملخص

في هذه المذكرة قمنا بدراسة ومحاكاة المقلب الكهربائي مستمر مستمر من النوع الرفع متشابك. طرق التحكم في المقلب نوقشت. طرق التحكم التقليدية مثل مراقبة الجهد وضبط الوضع الحالي يتطلب معرفة المقلب ، وبالتالي نمودجا دقيقا إلى حد ما. قد تبين أن المقلب الرفع متشابك ذو خليتين الابتدائية يقلل بدرجة كبيرة من تموج التيار الحالية والقيد السلطة العناصر ويزيد في مستوى الجهد نمودج المحاكاة في Matlab / SIMULINK للمقلب انجز. فإنه يمكن اختبار التحكم في المقلب الرفع متشابك "دفعه" الضبط الخطي PI.

الكلمات المفتاحية :

المقلب - مستمر-مستمر - الرفع - المتشابك - نظام التحكم

Résumé

Dans cette mémoire, nous avons étudié et simulé le convertisseur électrique continu-continu du type Boost entrelacées.

La commande des convertisseurs DC/DC est discutée. Les modes classiques de commande comme la commande en mode tension et la commande en mode courant nécessitent une bonne connaissance du convertisseur et donc un modèle assez exact.

Ensuite pour le Boost, on a montré que la structure entrelacée à deux cellules élémentaires permet de diminuer énormément l'ondulation de courant et la contrainte en courant pour les composants de puissance et augmenter le niveau de tension et de puissance.

Le modèle de simulation sous Matlab/Simulink du convertisseur a été développé. Il permet de tester les commandes des convertisseurs « boost » entrelacées par régulation linéaire PI.

Mots clés :

Convertisseur – continu-continu – Boost – entrelacé – régulateur PI

Introduction

Générale

Introduction générale

Un convertisseur continu-continu ou hacheur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable, à partir d'une source de tension continue.

Les convertisseurs continu-continu sont devenus une composante essentielle des applications industrielles et militaires au cours des dernières décennies. Grâce à leurs rendements de plus en plus élevés, leurs faibles encombrements ainsi que leurs poids et coûts réduits, ils ont remplacé les alimentations classiques linéaires, même pour de faibles niveaux de puissance. Un convertisseur de puissance peut être caractérisé comme un système périodique, non-linéaire et variant au cours du temps en raison de son fonctionnement basé sur le découpage. La topologie des éléments dynamiques du système dépend de l'état instantané de chaque interrupteur commandé, ce qui rend la modélisation complexe.

Les grandes contraintes des concepteurs de convertisseurs de puissance aujourd'hui sont à la fois de prendre en compte la diversification des sources d'énergie primaire et d'accompagner l'accroissement rapide de la consommation énergétique. Ces objectifs sont atteints par le développement de convertisseurs dédiés, puissants, robustes et éco-durables.

Pour répondre à la contrainte de montée en puissance de nombreux travaux ont été d'abord déployés au niveau des composants (diode, thyristor, IGBT, Mosfet, etc.), ensuite au niveau de l'architecture du convertisseur lui-même

D'une manière générale la modélisation en vue de la commande des convertisseurs statiques présente une difficulté majeure liée au fait que ces systèmes incluent des variables continues (courants dans les inductances, tensions aux bornes des capacités) et des variables discrètes (état passant ou bloqué des interrupteurs).

Dans ce mémoire, on étudie la modélisation et la simulation par MATLAB-SIMULINK d'un convertisseur de type boost entrelacé

Nous présentons dans un premier chapitre, la généralité sur les hacheurs, le principe de fonctionnement des convertisseurs DC-DC « Boost » et « buck »

Nous présentons ensuite la modélisation de convertisseur « Boost » dans le deuxième chapitre. Nous proposons deux modèles, le premier est un modèle continu équivalent et le deuxième est un modèle d'état moyen.

Dans le troisième chapitre, on a étudié les convertisseurs continu-continu boost entrelacés et présenter les structures des convertisseurs entrelacés. Nous présentons aussi la commande des convertisseurs (DC-DC) type « Boost entrelacé » en boucle fermée.

Le dernier chapitre expose les différents résultats de simulation sous l'environnement Matlab/Simulink,

A la fin, on termine ce mémoire par une conclusion générale résumant le travail.

Chapitre I

Généralité des hacheurs

1-1 Introduction

Les convertisseurs de type DC-DC convertissent un niveau de tension électrique à un autre niveau par action de commutation. Ils sont populaires en raison de leurs petites tailles et l'efficacité par rapport aux régulateurs linéaires. Les convertisseurs DC-DC ont un très grand domaine d'application. Ceux-ci sont largement utilisés dans les ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues [1].

Les hacheurs sont des convertisseurs du type continu-continu permettant de contrôler la puissance électrique dans des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé [2]

Le hacheur se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements dans les hacheurs. La technique du découpage, apparue environ dans les années soixante, a apporté une solution au problème du mauvais rendement et de l'encombrement des alimentations séries. Dans une alimentation à découpage, la tension d'entrée est "hachée" à une fréquence donnée par un transistor alternativement passant et bloqué. Il en résulte une onde carrée de tension qu'il suffit de lisser pour obtenir finalement une tension continue [2].

Les deux convertisseurs de base sont dits abaisseur et élévateur ou selon la terminologie anglaise Buck et Boost. Cette terminologie est utilisée dans ce chapitre.[3]

Dans cette partie nous présentons le principe des deux types de convertisseurs DC/DC (Buck, et Boost)

1-2 Différent types des hacheurs

Le hacheur ou convertisseur continu - continu est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en oeuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés et qui permet de modifier la valeur de la tension d'une source de tension continue avec un rendement élevé. Le découpage se fait à une fréquence élevée. Si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée en entrée, le hacheur est dit dévolteur (ou abaisseur ou Buck). Dans le cas contraire, il est dit survolteur (ou élévateur ou Boost).[1]

1-2-1 Le hacheur survolteur (Boost)

Lorsque l'on désire augmenter la tension d'une source continue, on peut utiliser le hacheur parallèle de type BOOST, appelé également hacheur survolteur.

Ce dispositif de l'électronique de puissance est un convertisseur continu - continu mettant en oeuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés et qui permet de modifier la valeur de la tension d'une source de tension continue avec un rendement élevé. Le découpage se fait à une fréquence très élevée ce qui a pour conséquence de créer une tension moyenne[4].

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage de la Figure (1.1) qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.[1]

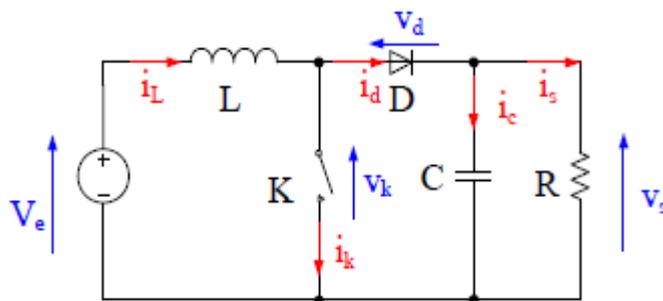


Figure (1.1) : schéma de base d'un convertisseur Boost .

Le circuit est alimenté par une source de tension V_e , la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant I_K .

L'interrupteur K , symbolisé ici comme un MOS FET ou un IGBT de puissance, est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence $F = 1/T$.

On distingue deux modes de fonctionnement de ce circuit selon que le courant circulant dans l'inductance « L » est ou non continu (ne s'annule pas au cours de la période).

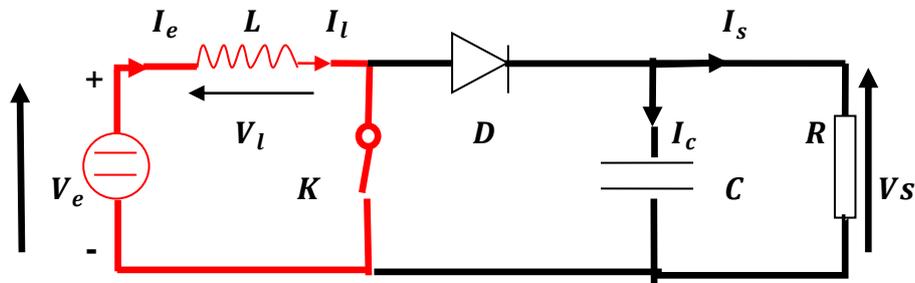
Le mode conduction continue étant le plus intéressant pour ce convertisseur, nous n'étudierons que ce mode.[6]

1-2-1-1 Principe de fonctionnement

Nous allons diviser en deux phases distinctes le fonctionnement du hacheur survolteur selon l'état de l'interrupteur K

de 0 à αT : phase d'accumulation d'énergie :

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



Figure(1.2 a) :L'interrupteur K passant :

de αT à T :

L'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur. Sa f.e.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D , le condensateur C et la charge R . Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité, qui va fixer la tension de sortie. .[4]

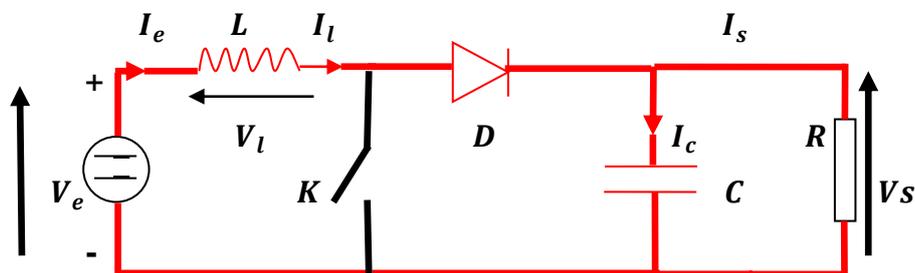


Figure (1.2 b):L'interrupteur K bloqué

1-2-1-2 Mode de fonctionnement du convertisseur statique.

Le convertisseur peut fonctionner suivant deux modes de fonctionnements dépendant de sa capacité de stockage d'énergie, de la période de commutation et de la charge. Ces deux modes sont :

- **Mode de Conduction Continu (MCC) :** Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée partiellement. Le courant dans l'inductance ne s'annule pas sur une période de commutation.

- **Mode de Conduction Discontinu (MCD) :** Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée totalement. Le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une de commutation. [1]

1-2-1-3 Mode conduction continue :

le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais

En mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure (1.3).

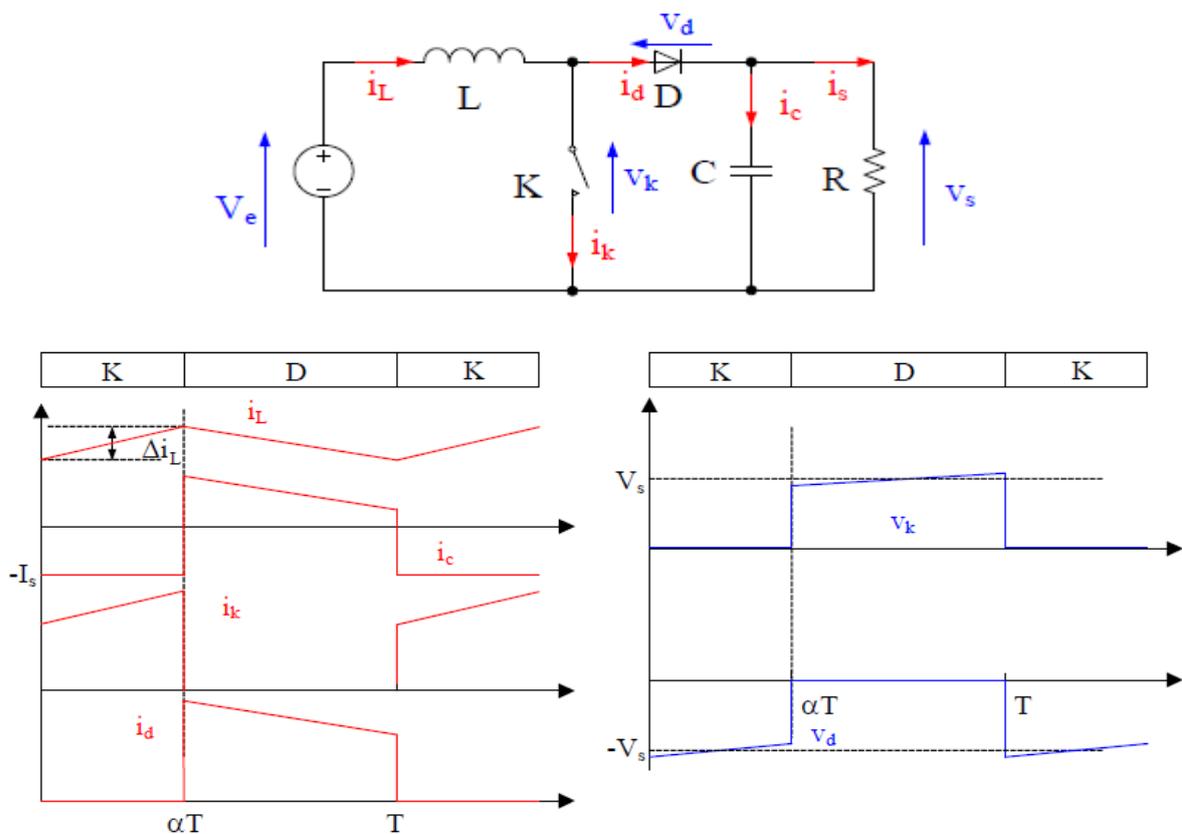


Figure (1.3) : Formes d'ondes du convertisseur Boost (courants à gauche, tension à droite).

de 0 à αT : L'interrupteur K est fermé pendant l'état passant : le courant i_L augmente de la manière suivante :

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} \quad (1.1)$$

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

$$\Delta I_{Lon} = \int_0^{\alpha T} di_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_e dt}{L} = \frac{V_e \cdot \alpha \cdot T}{L} \quad (1.2)$$

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

De αT à T : L'interrupteur K est ouvert pendant l'état bloqué, le courant traversant l'inductance circule à travers la charge. Si on considère une chute de tension nulle aux bornes de la diode et un condensateur suffisamment grand pour garder sa tension constante, l'évolution de I_L est :

$$V_e - V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (1.3)$$

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

$$\Delta I_{Loff} = \int_0^{(1-\alpha)T} di_L = \int_0^{(1-\alpha)T} \frac{(V_e - V_s) dt}{L} = \frac{(V_e - V_s)(1-\alpha)T}{L} \quad (1.4)$$

Si on considère que le convertisseur a atteint son régime permanent, la quantité d'énergie stockée dans chacun de ces composants est la même au début et à la fin d'un cycle de

fonctionnement. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2 \quad (1.5)$$

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

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (1.6)$$

En remplaçant ΔI_{Lon} et ΔI_{Loff} par leur expression, on obtient :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = \frac{V_e \alpha \cdot T}{L} + \frac{(V_e - V_s)(1-\alpha)T}{L} = 0 \quad (1.7)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1-\alpha)} \quad (1.8)$$

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

Par exemple, si on a un rapport cyclique $\alpha = 0.5$ et une tension d'entrée de 40V, on obtiendra en sortie une tension de 80 V

1-2-1-3 fonctionnement en Conduction discontinue

Le régime discontinu est lié à l'existence d'un courant moyen absorbé inférieur à la demi-ondulation du courant dans l'inductance « L ». la figure (1.4) représente l'évolution des grandeurs d'entrée dans ce régime.[9]

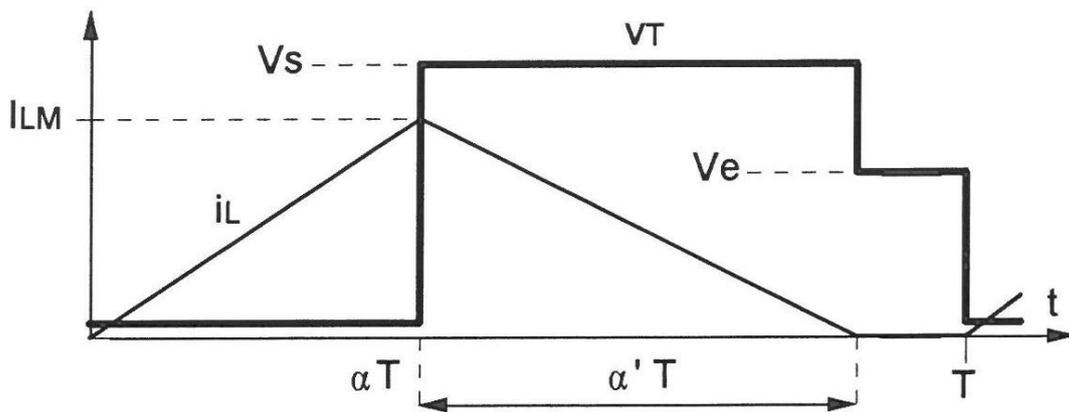


Figure (1.4) : forme du courant d'entrée en Conduction discontinue

La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante :

$$I_{Lmax} = \frac{V_e \cdot \alpha \cdot T}{L}$$

Pendant l'état bloqué, I_L s'annule après $\alpha' \cdot T$:

$$I_{Lmax} + \frac{(V_e - V_s) \cdot \alpha' \cdot T}{L} = 0 \quad (1.9)$$

En utilisant les deux dernières équations, α' vaut :

$$\alpha' = \frac{V_e \cdot \alpha}{V_s - V_e} \quad (1.10)$$

Le courant dans la charge I_o est égal au courant moyen traversant la diode (I_D). Comme on peut le voir sur la figure 4, le courant traversant la diode est égal à celui dans l'inductance pendant l'état bloqué.

Par conséquent, le courant traversant la diode peut être écrit de la façon suivante :

$$I_o = \bar{I}_D = \frac{I_{Lmax}}{2} \alpha' \quad (1.11)$$

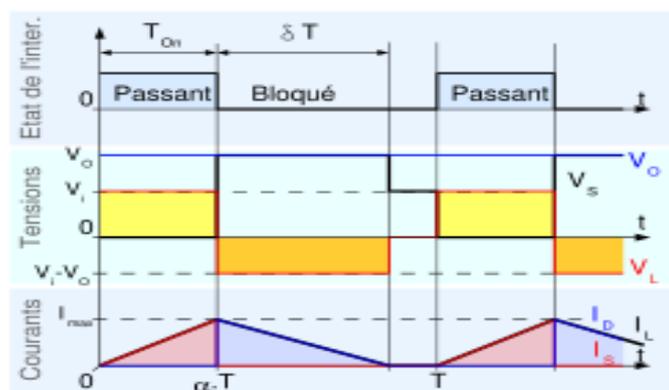
En remplaçant I_{Lmax} et α' par leurs expressions respectives, on obtient :

$$I_o = \frac{V_e \cdot \alpha \cdot T}{2L} \cdot \frac{V_e \cdot \alpha}{V_s - V_e} = \frac{V_e^2 \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L (V_s - V_e)} \quad (1.12)$$

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

$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{V_e \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L \cdot I_o} \quad (1.13)$$

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



Figure(1.5): formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost en conduction discontinue.

1-2-1-4 résultat

Exemple de simulation et résultat de convertisseur boost :

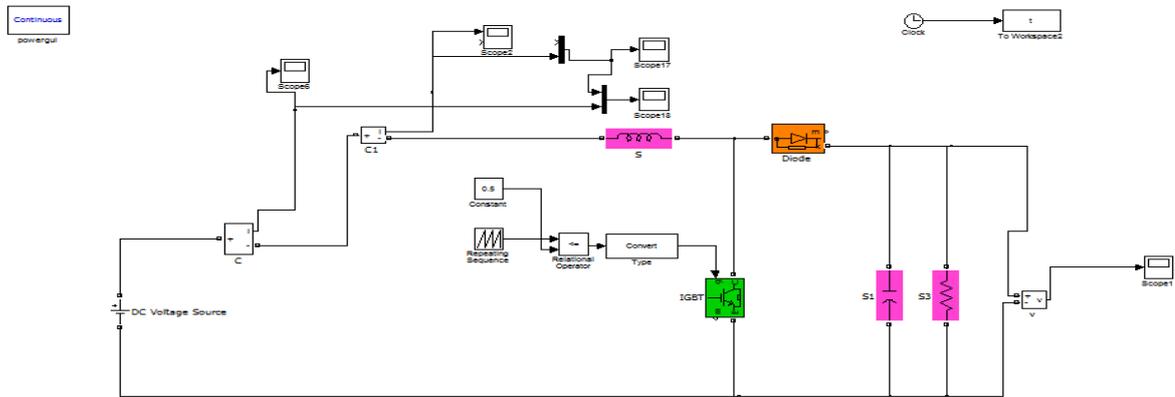
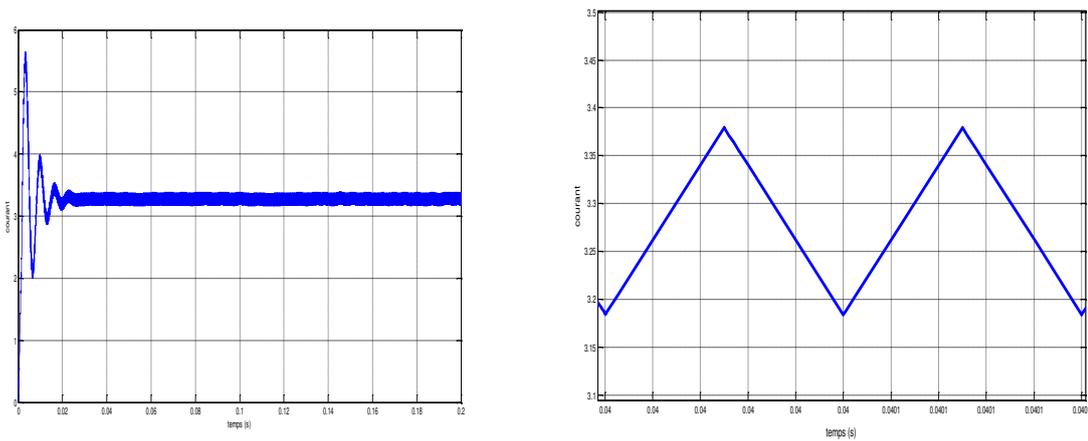


Figure (1.6) :Schéma du hacheur boost



Figure(1.7) :formes d'ondes courant dans un convertisseur Boost

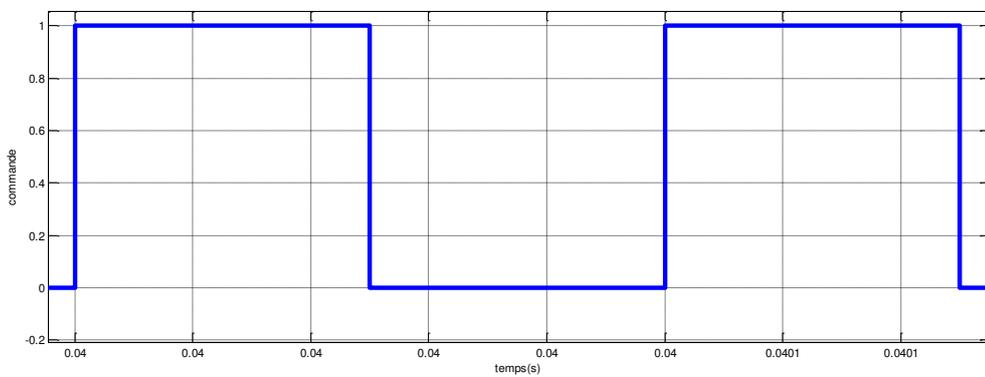


Figure (1.8) :Formes d'ondes de rapport cyclique α

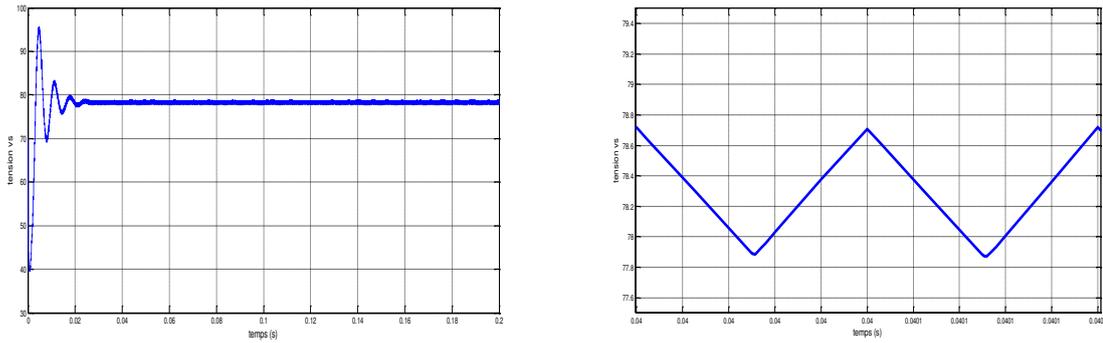


Figure (1.9) :formes d'ondes tension dans un convertisseur Boost

1-2-2 Convertisseur Buck

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est un appareil qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur.

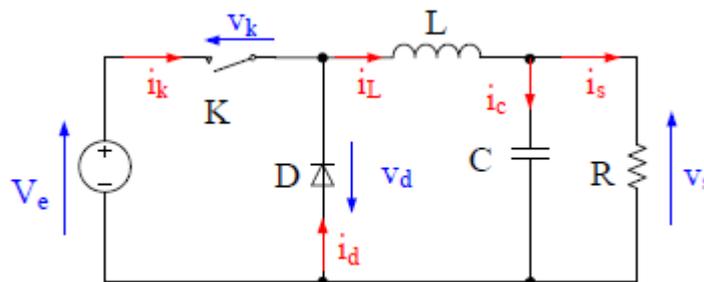


Figure (1.10) : Convertisseur buck

Le hacheur série est un convertisseur direct DC–DC, La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant. L'interrupteur D peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage).[7]

Le hacheur dévolteur, sous sa forme de base est présenté par la figure (1.10). Les composants clés sont l'inductance (L), le commutateur (Transistor) (K), la diode (D,) et le condensateur C. Celui-ci se charge par le commutateur (K) et qui maintient la tension à ces bornes jusqu'à l'ouverture de qui fait décharger son énergie à travers la diode sur la charge pour un cycle de période de fonctionnement.

Le commutateur peut être un transistor MOSFET ou un IGBT qui peut se commuter sur deux positions, marche ou arrêt rapidement. La tension de la source doit être plus grande que la tension aux bornes de la charge.

1-2-2-1 principe de fonctionnement :

L'interrupteur K est fermé pendant la fraction T de la période de découpage T . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge R au travers de l'inductance L.

Lors du blocage du transistor, la diode D assure la continuité du courant dans l'inductance.

L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge.

Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure (1.11). En régime permanent, la Valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle. La tension de sortie est donnée par la relation suivante :

$$V_o = V - V_L = \alpha \cdot V_i$$

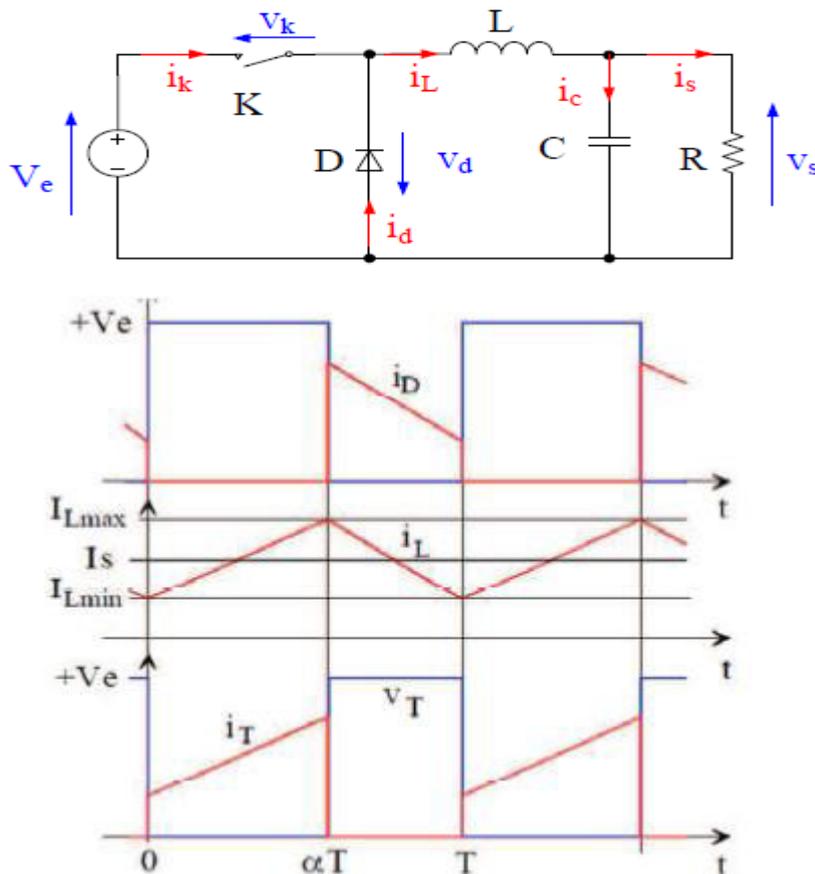


Figure (1.11) : Signaux typiques de convertisseur buck

1-2-2-2 Conduction continue :

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure (1.12) .

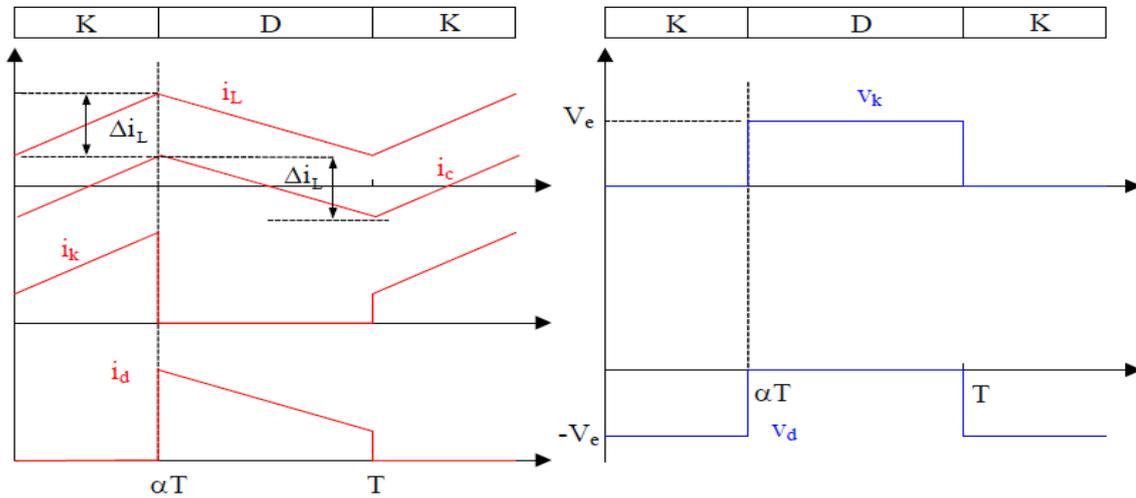


Figure (1.12) : Formes d'ondes du convertisseur Buck (courants à gauche, tension à droite).

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue, le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure 1.12 montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Buck. [15]

Le taux d'accroissement de I_L est donné par :

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \tag{1.14}$$

Avec V_L égale $(V_e - V_s)$ pendant l'état passant et $-V_s$ durant l'état bloqué. Par conséquent, l'augmentation de I_L durant l'état passant est donnée par :

$$\Delta I_{L\text{on}} = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_e - V_s) \cdot \alpha \cdot T}{L} \tag{1.15}$$

De même, la baisse du courant dans l'inductance durant l'état bloqué est donnée par :

$$\Delta I_{L\text{off}} = \int_{\alpha T}^T dI_L = \int_{\alpha T}^T \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_s(T - \alpha T)}{L} \tag{1.16}$$

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, l'énergie stockée dans chaque composant est la même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} L * I_L^2 \tag{1.17}$$

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

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loft} = 0 \quad (1.18)$$

En remplaçant ΔI_{Lon} et ΔI_{Loft} par leur expression, on obtient :

$$\frac{(V_e - V_s) \cdot \alpha \cdot T}{L} - \frac{V_s \cdot (T - \alpha \cdot T)}{L} = 0 \quad (1.19)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$V_s = \alpha \cdot V_e \quad (1.20)$$

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique. Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, la tension de sortie V_s est toujours inférieure à celle d'entrée. C'est pour cela que l'on parle parfois de dévolteur.

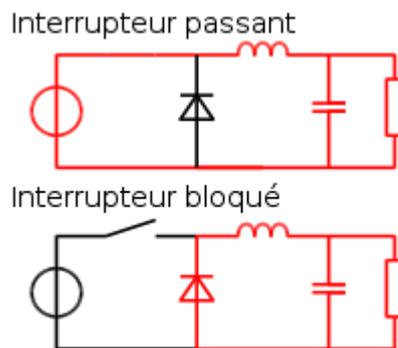
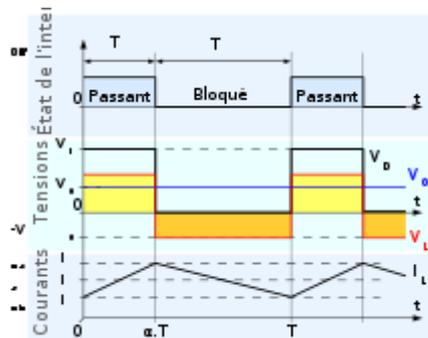


Figure. (1.13) : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur



Figure(1.14) :Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck

1-2-2-3 fonctionnement en Conduction discontinue :

Ce régime correspond à l'annulation du courant I_L sur la période de fonctionnement. Cet événement se produit lorsque le courant moyen absorbé par la charge est inférieur à $\Delta i_L / 2$. La figure (1.15) montre les formes d'ondes associées. On note βT l'instant d'annulation du courant I_L [9]

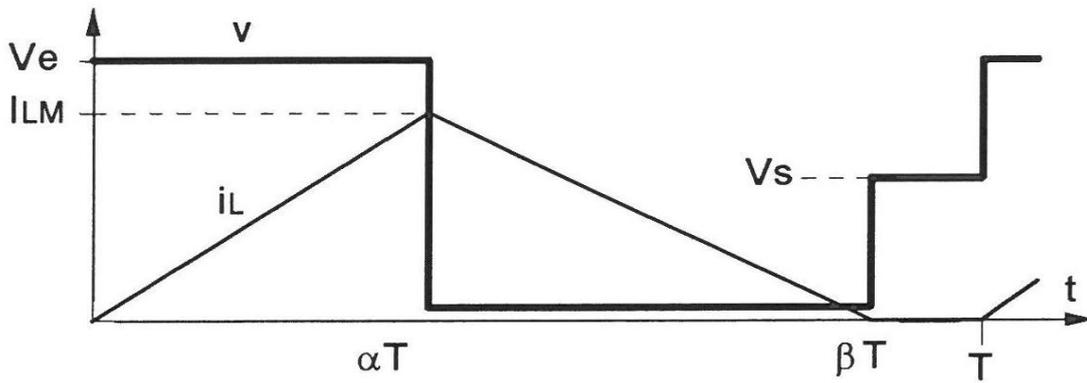


Figure (1.15) :forme du courant en Conduction discontinue

$$(V_e - V_s)\alpha \cdot T - V_s \cdot \beta \cdot T = 0 \quad (1.21)$$

On peut en déduire la valeur de β :

$$\beta = \frac{V_e - V_s}{V_s} \alpha \quad (1.22)$$

En supposant que le condensateur de sortie est suffisamment important pour maintenir la tension de sortie constante pendant un cycle de commutation, le courant de sortie délivré à la charge (I_e) est constant. Cela implique que le courant traversant le condensateur est de valeur moyenne nulle. Par conséquent, nous avons :

$$I_L^- = I_s \quad (1.23)$$

Avec I_L^- le courant moyen traversant l'inductance. Comme on peut le voir sur la figure (1.15), le courant I_L traversant l'inductance est de forme triangulaire. Par conséquent, la valeur moyenne de I_L peut donc être calculée géométriquement de la façon suivante :

$$I_L^- = \left(\frac{1}{2} I_{Lmax} \cdot \alpha \cdot T + \frac{1}{2} I_{Lmax} \cdot \beta \cdot T \right) \frac{1}{T} = \frac{I_{Lmax}(\alpha + \beta)}{2} = I_s \quad (1.24)$$

Le courant dans l'inductance est nul en début de cycle puis augmente pendant $\alpha \cdot T$ jusqu'à atteindre I_{Lmax} . Cela veut dire que I_{Lmax} est égale à :

$$I_{Lmax} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha \cdot T \quad (1.25)$$

En remplaçant I_{Lmax} dans les relations précédentes par son expression, on obtient :

$$I_o = \frac{(V_e - V_s) \alpha T (\alpha + \beta)}{2L} \quad (1.26)$$

On remplace β par son expression :

$$I_o = \frac{(V_e - V_s) \alpha T \left(\alpha + \frac{V_e - V_s}{V_s} \alpha \right)}{2L} \quad (1.27)$$

Qui peut se mettre sous la forme :

$$V_s = V_e \frac{1}{\frac{2L I_o}{\alpha^2 V_e T} + 1} \quad (1.28)$$

On peut voir que l'expression de la tension de sortie est bien plus compliquée que celle obtenue pour la conduction continue. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée (V_e) et du rapport cyclique α mais aussi de la valeur de l'inductance (L), de la période de commutation (T) et du courant de sortie (I_s).

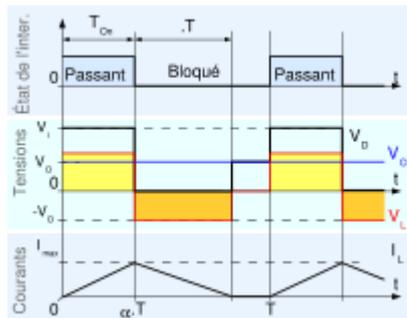


Fig. (1.16) :Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue.

La figure (1.16) montre les formes d'ondes pour le fonctionnement en mode de conduction discontinue. Ce mode diffère du mode de conduction continue dans la deuxième séquence quand l'interrupteur s'ouvre. En effet, en mode de conduction discontinue, lorsque l'interrupteur s'ouvre, le courant dans l'inductance décroît jusqu'à s'annuler avant que l'interrupteur puisse se refermer pour la période suivante où le courant i_L recommence à augmenter. Une troisième séquence entre alors en jeu durant laquelle le courant dans l'inductance est nul et la diode et l'interrupteur se retrouvent alors tous les deux bloqués. [16] Le schéma du hacheur abaisseur devient alors équivalent à celui de la figure (1.16)

1-3-Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté les caractéristiques électriques des convertisseurs Statiques (convertisseur DC-DC).

On a présenté aussi les différents types des hacheur nous avons montré le principe de fonctionnement d'un hacheur boost et buck . nous avons basé sur l'étude des convertisseurs du courant continu (boost) pour le but d'utiliser la simulation dans la chapitre II.

Dans le chapitre prochain, on présentera Modélisation du convertisseur Boost .

Chapitre II

Modélisation du convertisseur Boost

2-1 Introduction

La modélisation des convertisseurs continu-continu a pour but d'en analyser le comportement dynamique, en vue de prédéterminer et calculer les asservissements dont ils sont couramment munis. La difficulté majeure vient du principe même de ces convertisseurs. Ils sont non-linéaires et présentent plusieurs configurations électriques distinctes lors d'une période de découpage. Ce chapitre vise à présenter les méthodes classiques de modélisation et les difficultés qu'elles présentent. En effet, elles consistent à transformer ces systèmes linéaires par morceaux en systèmes invariants puis à linéariser le modèle moyen obtenu autour d'un point de fonctionnement. Cette linéarisation se justifie d'autant plus que les périodes de découpage habituellement rencontrées sont faibles devant les constantes de temps des filtres présents dans les convertisseurs.[16]

Les convertisseurs DC-DC sont désignés sous le terme de hacheurs lorsqu'ils débitent sur un récepteur demandant à être alimenté sous tension continue variable (un moteur à courant continu par exemple) .comme ils sont alimentés en continu , dès qu'un semi-conducteur conduit, ni la source ,ni le récepteur ne peuvent assurer son blocage . Ces convertisseurs nécessitent dès lors l'emploi de semi-conducteur à fermeture et ouverture commandées .

les composants type sont le transistor et le thyristor GTO. Les commandes à l'ouverture et à la fermeture des semi-conducteurs sont déterminées par les intersections d'un signal de référence ou modulant continu , avec un signal de modulation ou porteuse , triangulaire ou en dents de scie .ce chapitre tente de traiter la modulation de convertisseur DC-DC hacheur Boost. [10]

2-2 Principe de modélisation

Pour qu'un convertisseur puisse fonctionner dans un mode totalement commandé , le générateur et le récepteur doivent ,par leur comportement vis-à-vis des commutation, être complémentaires : ils doivent se comporter l'un comme une source de tension , l'autre comme une source de courant.

Cela revient en pratique , à considérer soit des systèmes dont les tensions aux sorties du générateur et les courants aux entrées de récepteur sont des variables d'état , soit des système ou la situation inverse se présente.[11]

L'obtention d'un modèle continu équivalent pour ces systèmes se fait en deux étapes .

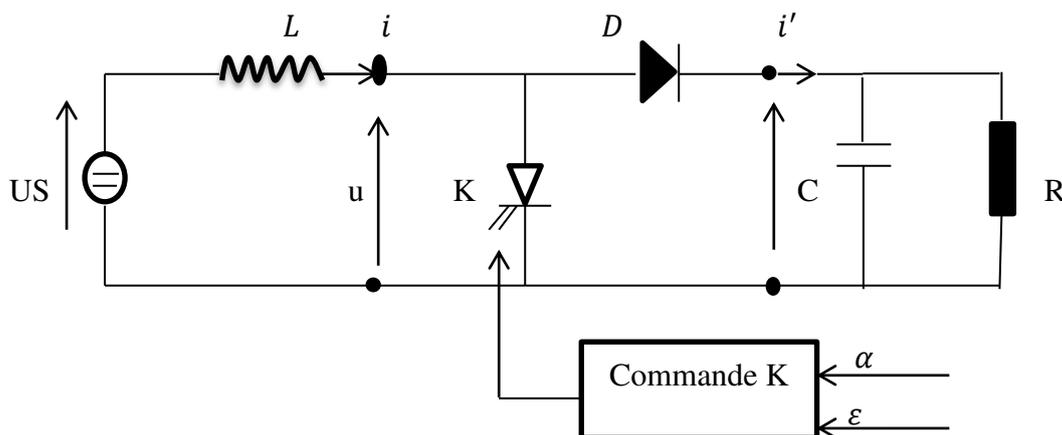
Si le générateur est un générateur de tension et le récepteur est un récepteur de courant, la première étape consiste à écrire les équation d'évolution du générateur en traitant les courants que le convertisseur absorbe à ses accès comme des source du récepteur en traitant les tensions que le convertisseur applique à ses accès comme des sources,

Si le générateur est un générateur de courant et le récepteur un récepteur de tension , on procède de manière similaire.

On considère comme des sources les tensions à la sortie du générateur et les courants à l'entrée du récepteur .On élimine ensuite ces tensions et ces courants à l'aide des relations que le convertisseur établit entre les composantes utiles des grandeur à ses accès. Cette méthode consiste à remplacer le générateur et le récepteur par des sources, l'une de tension ,l'autre de courant, dont les formes d'ondes correspondent aux composantes utiles qu'on souhaite trouve aux accès.[11]

2-2-1 Exemple d'application aux convertisseurs DC-DC direct

Pour illustrer la démarche que nous venons de présenter ,on considère l'alimentation élévatrice de tension représentée à la figure (2.1).



Figure(2.1) : schéma d'alimentation élévatrice de tension

2-2-1-1 Equation d'évolution du générateur et récepteur

le générateur est un générateur de courant dont l'état est décrit par le courant i .

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L} (u_s - u) \quad (2.1)$$

le récepteur est un récepteur de tension dont l'état est décrit par le courant u' .

$$\frac{du'}{dt} = -\frac{1}{CR} + \frac{1}{C} I' \quad (2.2)$$

2-2-1-2 Elimination des source U et I'

Pour éliminer les source U et I' il faut exprimer

le tension U en fonction de variable d'état U'

le courant I en fonction de variable d'état I'

$$\begin{cases} U = (1 - \alpha)U' \\ I' = (1 - \alpha)I \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec $\alpha = u'_w$

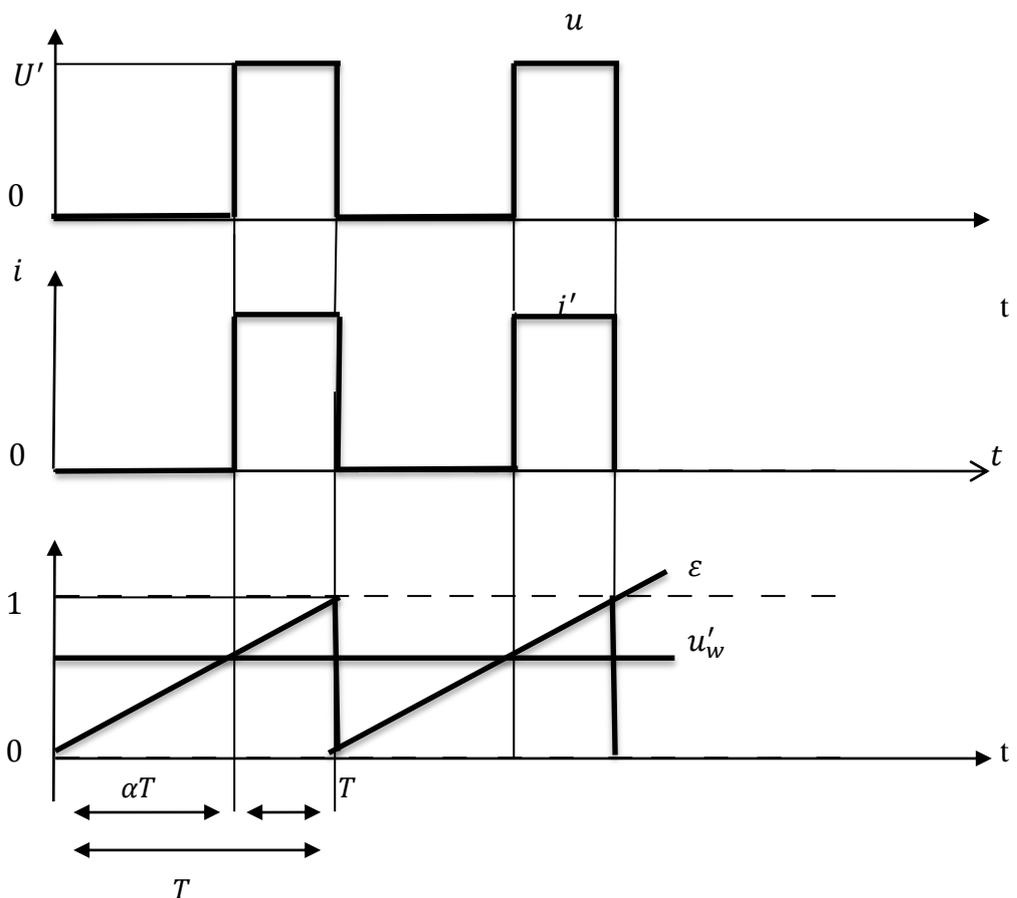


Figure (2.2): forme d'ondes les valeurs moyennes de la tension U et du courant i'

2-3 Modèle équivalent. Schéma bloc

En introduisant (2.3) dans (2.1) et (2.2), on obtient les équations du modèle continu équivalent à l'ensemble générateur-convertisseur-récepteur :

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = -\frac{1-\alpha}{L} u' + \frac{1}{L} U_s \\ \frac{dU'}{dt} = \frac{1-\alpha}{C} i - \frac{1}{CR} u' \end{cases} \quad (2.4)$$

En passant aux transformées de Laplace des différentes grandeurs, ce qui permet de remplacer d/dt par l'opérateur s , les équations (2.4) s'écrivent :

$$\begin{cases} s i = -\frac{1-\alpha}{L} u' + \frac{1}{L} U_s \\ s u' = \frac{1-\alpha}{C} i - \frac{1}{CR} u' \end{cases} \quad (2.5)$$

2-3-1 Fonction de transfert

pour pouvoir définir une fonction de transfert entre la grandeur de commande et la grandeur qu'on veut réguler, il faut linéariser les équations autour d'un point de fonctionnement.

Pour obtenir les valeurs de régime i_0 et u'_0 des variables d'état i et u' correspondant à une valeur donnée u'_{w0} , égale à α_0 , de la commande, il suffit de

Donner :

$$\begin{cases} i_0 = \frac{\frac{U_s}{R}}{(1-\alpha_0)^2} \\ u'_0 = \frac{U_s}{1-\alpha_0} \end{cases} \quad (2.6)$$

La linéarisation des équations (2.5) autour de ces valeurs fournit un système d'équations suivant :

$$\begin{cases} s \Delta i = -\frac{1}{L} (1-\alpha_0) \Delta u' + \frac{U_s}{L(1-\alpha_0)} \Delta \alpha \\ s \Delta u' = \frac{1}{C} (1-\alpha_0) \Delta i - \frac{\Delta u'}{CR} - \frac{U_s}{C(1-\alpha_0)^2} \Delta \alpha \end{cases} \quad (2.7)$$

On en déduit sans peine la fonction de transfert liant par exemple $\Delta u'$ à $\Delta \alpha$

$$\Delta u' = - \frac{U_s \left[\frac{s}{RC(1-\alpha_0)^2} - \frac{1}{LC} \right]}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-\alpha_0)^2}{LC}} \Delta \alpha \quad (2.8)$$

2-4 Méthode des schémas équivalents moyens

Pour mener cette analyse, nous considérons le cas d'un convertisseur réalisant deux configurations de durées respectives αT et $(1-\alpha)T$ au cours de la période de fonctionnement T . Ces durées sont imposées par la commande (commutation commandée) [16].

2-4 -1 Modélisation par modèle d'état moyen

Le principe de la modélisation par modèle d'état, ou state-space averaging repose sur l'expression du modèle d'état pour chaque état de la commande $u(t)$. Voyons comment cette méthode s'articule au travers d'un exemple, le hacheur "boost". [19]

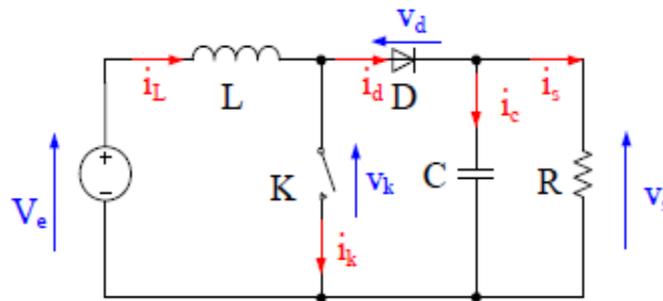


Figure (2.3) : Schéma du hacheur parallèle, dit "boost"

Les grandeurs d'état sont ici le courant dans l'inductance i_l et la tension aux bornes du condensateur v_s . On pose le vecteur d'état $x = (i_l \ v_s)^T$ (2.9)

Etat 1 : $V_K = 1$ L'interrupteur est fermé, on obtient alors les relations suivantes faisant intervenir les différentes grandeurs d'état :

$$V_e = \frac{d i_l}{dt} \quad (2.10)$$

$$C \frac{d v_s}{dt} + \frac{v_s}{R} = 0 \quad (2.11)$$

On peut réécrire ce système d'équations sous la forme d'une équation d'état :

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}}_{A_1} x + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{V_e}{L} \\ 0 \end{pmatrix}}_{B_1} = A_1 x + B_1 \quad (2.12)$$

Etat 2 : $V_K = 0$ L'interrupteur est ouvert, on a alors les relations suivantes :

$$V_e = L \cdot \frac{di_l}{dt} + V_s \quad (2.13)$$

$$i_l = C \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{R} \quad (2.14)$$

On obtient l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}}_{A_2} x + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{V_e}{L} \\ 0 \end{pmatrix}}_{B_2} = A_2 x + B_2 \quad (2.15)$$

Etude de l'état d'équilibre On va tout d'abord étudier l'état d'équilibre du système.

On a donc :

$$\langle u \rangle T(t) = \alpha_0 \quad (2.16)$$

$$\langle x \rangle T(t) = X_e \quad (2.17)$$

En remplaçant dans l'équation du modèle moyen, on obtient :

$$X_e = - [A_1 \alpha_e + A_2 (1 - \alpha_0)]^{-1} B_1 \quad (2.18)$$

Ce qui donne le résultat suivant, bien connu puisque correspondant à l'approche statique des convertisseurs :

$$\begin{pmatrix} I_l \\ V_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{V_e}{R(1-\alpha_0)^2} \\ \frac{V_e}{1-\alpha_0} \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

Linéarisation autour de l'état d'équilibre (X_e, α_0) Pour obtenir le modèle d'état petit signaux du hacheur, nous allons linéariser le modèle d'état moyen autour de l'état d'équilibre $(X_e; \alpha_0)$. Remarquons tout d'abord que le modèle d'état moyen peut s'écrire sous la forme :

$$\dot{x} = f(\langle x \rangle_T, \langle u \rangle_T) \quad (2.20)$$

On utilise alors un développement limité de Taylor à l'ordre 1 :

$$\dot{\check{x}} = \frac{\partial f}{\partial \langle x \rangle_T} \Big|_{(X_e, \alpha_0)} \check{x} + \frac{\partial f}{\partial \langle u \rangle_T} \Big|_{(X_e, \alpha_0)} \check{u} \quad (2.21)$$

Après un calcul immédiat, le système d'état linéarisé s'écrit

$$\dot{\check{x}} = (A_1 \alpha_0 + A_2 (1 - \alpha_0)) \check{x} + (A_1 A_2) X_e \check{u} \quad (2.22)$$

Démarche de construction du modèle moyen petits signaux

Soit le système décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x, u) \\ y = g(x, u) \end{cases} \quad (2.23)$$

avec:

- y est le vecteur de sortie (de dimension [q])
- x est le vecteur d'état (de dimension [n])
- u est le vecteur d'entrée (de dimension [p]).

Le modèle linéaire ci-dessous s'obtient par différentiation autour d'un point d'équilibre donné (x_e, u_e) du convertisseur statique, c'est en fait le modèle tangent.

Ce point est calculé pour $dx/dt = 0$ en régime stationnaire.

$$\frac{d\check{x}}{dt} = \check{A} \cdot \check{x} + \check{B} \cdot \check{u} \quad (2.24)$$

$$y = \check{C} \cdot \check{x} + \check{D} \cdot \check{u}$$

Les tildes représentent un écart autour de ces points d'équilibre.

$$\begin{cases} \check{x} = x - x_e \\ \check{u} = u - u_e \\ \check{y} = y - y_e \end{cases} \quad (2.25)$$

La procédure d'élaboration du modèle petits signaux à partir d'un modèle non linéaire passe par l'espace d'état.

Les matrices du modèle petits signaux sont calculées en utilisant les formules ci-dessous:

$$\begin{cases} \check{A} = \left(\frac{df(x, u)}{dx} \right)_{x_e, u_e} & \check{B} = \left(\frac{df(x, u)}{du} \right)_{x_e, u_e} \\ \check{C} = \left(\frac{dg(x, u)}{dx} \right)_{x_e, u_e} & \check{D} = \left(\frac{dg(x, u)}{du} \right)_{x_e, u_e} \end{cases} \quad (2.26)$$

avec:

- \check{A} est la matrice d'état (de dimension $[n, n]$).
- \check{B} est la matrice d'entrée (de dimension $[n, p]$).
- \check{C} est la matrice de sortie (ou d'observation) (de dimension $[q, n]$).
- \check{D} est la matrice d'action directe (de dimension $[q, p]$).

La fonction de transfert s'obtient de manière classique, elle est donnée par l'équation

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \check{C} \cdot (s \cdot I - \check{A})^{-1} \cdot \check{B} + \check{D} \quad (2.27)$$

I est la matrice identité (de dimension $[n, n]$).

Intérêt des modèles moyens

Dans beaucoup d'usages, nous avons intérêt à transformer le système original en un système continu qui représente macroscopiquement au mieux les comportements dynamiques et statiques du circuit. A cet effet, le comportement moyen est tout à fait adapté. Le modèle dit « moyen » associé trouve un vaste champ d'applications que ce soit en commande, en simulation (rapide et système) ou encore en analyse des modes...

Le modèle moyen permet de répondre à trois exigences essentielles:

- une simplicité de mise en oeuvre et d'utilisation ;
- une précision suffisante dans son domaine de validité ;
- la possibilité d'utilisation en boucle fermée : possibilité éventuelle de passer en fonction de transfert.

2-5 conclusion

Les méthodes de modélisation exposées dans ce chapitre sont très utiles et très pratiques et sont aussi d'un usage très répandu.

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe de la modélisation du convertisseur boost ,nous avons utilisé deux méthode ,le premier est modèles continus équivalents et le deuxième est modèle d'état moyen .

Dans le chapitre prochain, on présentera une étude et conception des hacheurs entrelacés et dimensionnent des inductances et des capacités des hacheurs.

Chapitre III

Etude et conception des hacheurs entrelacés

3-1 Introduction

L'entrelacement permet de résoudre le problème lié au fort courant des convertisseurs basse tension. Il consiste à la mise en parallèle des cellules « Boost » dont les commandes sont régulièrement décalées entre elles. Ainsi, ce principe permet outre la réduction du courant dans chaque branche, d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie[8].

La technique de l'entrelacement est réalisée par (n) branches ; L (inductance), T (interrupteur), D (diode) identique. Les commandes des interrupteur de chaque branche son décalé de T/n de façon régulière avec un même rapport cyclique pour chaque branche [8]

Le Boost entrelacé permet de partager le courant entre plusieurs modules en parallèle, ainsi les contraintes encourant sur les interrupteurs sont réduites. La redondance des modules peut aussi permettre une tolérance aux pannes. [17]

L'objectif de ce chapitre consiste à présenter les structures des hacheurs entrelacé.

3.2 Présentation de structure de boost étudié

La mise en parallèle des convertisseurs est une structure qui permet de partager le courant entre plusieurs cellules élémentaires. Le courant traversant chaque cellule est alors moins important. On diminue ainsi les contraintes en courant des composants.

On présente sur la figure (3.1) un convertisseur continu-continu, constitué de deux Boost élémentaires identiques mis en parallèle. Chaque cellule fournie la moitié de la puissance totale. Cette structure est utilisée pour réduire l'ondulation du courant d'entrée, le poids et le volume du convertisseur. D'ailleurs, la mise en parallèle de plus de deux convertisseurs est également utilisée. [15]

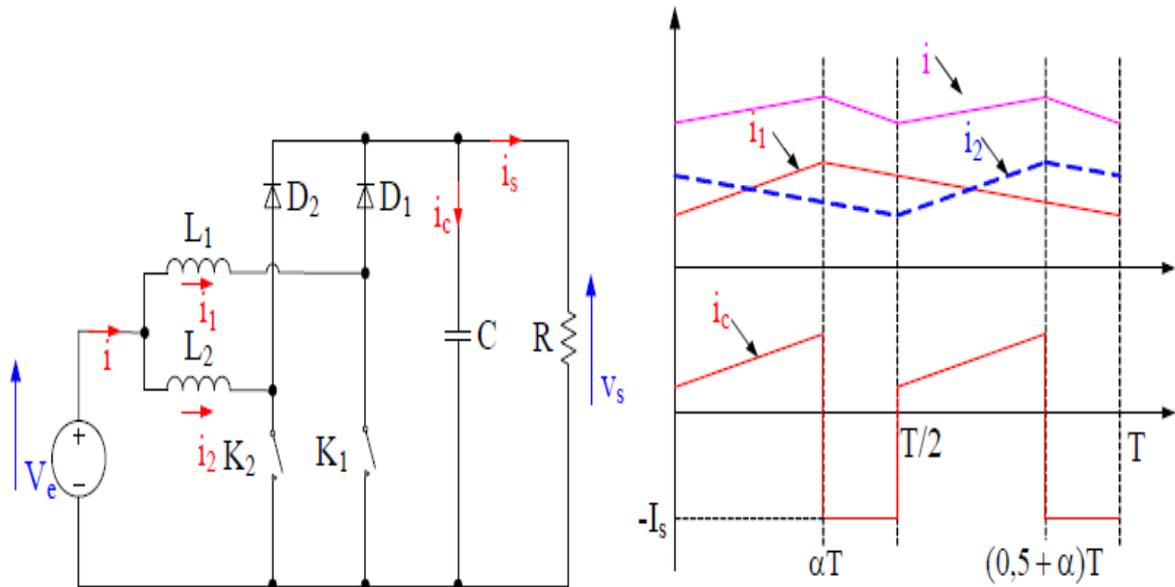


Figure (3.1) : Mise en parallèle de deux Boost avec décalage des commandes (à gauche, schéma du convertisseur, à droite, courant dans les deux inductances et courant d'entrée pour $\alpha < 0,5$ en mode conduction continue).

Dans la structure de convertisseur de la figure (3.1), chaque Boost élémentaire est commandé avec le même rapport cyclique α et les commandes sont décalées entre elle d'une demi période. Le courant moyen passant dans chaque cellule correspond à la moitié du courant d'entrée. La tension de sortie a la même valeur que celle du Boost classique pour un rapport cyclique donné. Mais l'ondulation du courant délivré par la source est plus faible que celle du courant dans chaque convertisseur élémentaire figure (3.1). La fréquence du courant d'entrée est doublée par rapport à celle du découpage.[15]

Pour pouvoir comparer d'autres structures, nous imposons que les énergies électromagnétiques stockées dans les inductances sont identiques. Nous fixons donc la valeur de l'inductance du Boost entrelacé à $L_1 = L_2 = L_{eq}/2$.

De plus, les contraintes en tension aux bornes des composants semi-conducteurs de puissance sont différentes. Pour la structure classique ou entrelacée, la tenue en tension des semi-conducteurs est égale à la tension de sortie du convertisseur.

Actuellement, le MOSFET et l'IGBT sont les interrupteurs le plus souvent utilisés dans ce type d'application grâce à leur rapidité et leur commande simple.

Habituellement, le transistor MOSFET est utilisé pour des applications basse tension en profitant de leur faible chute de tension à l'état passant. Au contraire, l'IGBT est utilisé pour les applications à plus tension. Quant aux diodes, les diodes Schottky sont bien adaptées

à notre application grâce à leur faible chute de tension à l'état passant et à leurs pertes de commutation quasi nulles.[14]

Les MOSFET de puissance peuvent avoir un calibre plus important en courant mais ont généralement une tenue en tension inférieure à celle des IGBT. Ils sont souvent utilisés lorsque la contrainte en tension maximale est de quelques centaines de Volt.

Dans le cas contraire, il est nécessaire d'utiliser des semi-conducteurs de type IGBT.

3.3 Fonctionnement

Principe de fonctionnement

Le Boost se compose classiquement de deux branches $L - T - D$ (inductance – transistor – diode) et d'un condensateur de filtrage à la sortie (figure3.4). Les commandes des transistors T1 et T2 sont décalées de $T/2$.

Le rapport cyclique α et le gain en tension y sont :

$$\alpha = 1 - \frac{V_i}{V_s} ; y = \frac{V_s}{V_i} = \frac{1}{1-\alpha}$$

Le rapport cyclique α et le gain en tension sont :

$$\alpha = 1 - \frac{V_e}{V_s}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-\alpha} \quad (3.1)$$

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

$$\Delta i_L = \Delta i_1 = \Delta i_2 = \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f} \quad (3.2)$$

Pour le rapport cyclique α inférieur à « 0.5 » l'ondulation du courants d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i_e = \frac{1-2\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f} = \frac{1-2\alpha}{1-\alpha} \cdot \Delta i_L \quad (3.3)$$

$$\Delta V_s = \frac{I_s - (0.5 - \alpha)}{C \cdot f} = \frac{V_e \cdot (0.5 - \alpha)}{(1 - \alpha) \cdot R \cdot C \cdot f} \quad (3.4)$$

Pour le rapport cyclique α supérieur à « 0.5 » l'ondulation du courants d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie sont :

$$\Delta i_e = \frac{2 \cdot \alpha - 1}{\alpha} \cdot \frac{\alpha \cdot V_e}{L \cdot f} = \frac{2 \cdot \alpha - 1}{\alpha} \cdot \Delta i_L \quad (3.5)$$

$$\Delta V_s = \frac{I_s - (\alpha - 0.5)}{C \cdot f} = \frac{V_e \cdot (\alpha - 0.5)}{(1 - \alpha) \cdot R \cdot C \cdot f} \quad (3.6)$$

Le courant moyenne qui travers les interrupteurs et les diodes est :

$$I_{K\text{moy}} = \alpha \cdot \frac{I_e}{2} \quad (3.7)$$

$$I_{D\text{moy}} = (1 - \alpha) \cdot \frac{I_e}{2} \quad (3.8)$$

On remarque que les courants dans les interrupteurs et les diodes sont divisée par deux.

Pour la capacité, la fréquence de l'ondulation de courant de sortie est doublé donc la capacité de sortie peut être divisée par deux par rapport au cas du « boost » à une branche :

$$C_s = \frac{\alpha \cdot V_e}{2 \cdot (1 - \alpha) \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot f} = \frac{\alpha \cdot V_s}{2 \cdot R \cdot \Delta V_s \cdot f} \quad (3.9)$$

Cette structure entrelacée est une solution efficace pour augmenter le niveau de puissance, car elle permet le partage du courant entre les phases. Cette structure permet de minimiser l'ondulation du courant et la taille des composants passifs. Mais, les contraintes de tension sur les interrupteurs et diodes sont encore importantes, ce qui conduit à l'efficacité limitée en raison de pertes de commutation dans les applications à puissance. De plus, le convertisseur entrelacé souffre du gain en tension limité. Ce qui est identique à celui de « boost » conventionnel. [8]

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

Comme un Boost classique, chaque cellule de Boost entrelacé peut fonctionner en mode de conduction discontinue. Cependant, le courant d'entrée du Boost entrelacé est la somme des courants des cellules. Bien que les cellules fonctionnent en conduction discontinue, le convertisseur entrelacé peut fonctionner en conduction continue au niveau du courant d'entrée quand la durée de conduction est supérieure à $1/n$ de la période de découpage. [15]

3-4. Le double boost (ou boost 3 niveaux)

Cette topologie (figure 3.2) consiste à associer en série deux boost pour diminuer les contraintes en tension sur les interrupteurs et augmenter la fréquence.

Cette topologie fonctionne en mode multi-niveaux série et permet de délivrer 3 niveaux de tension d'entrée ($0, V_s/2, V_s$).

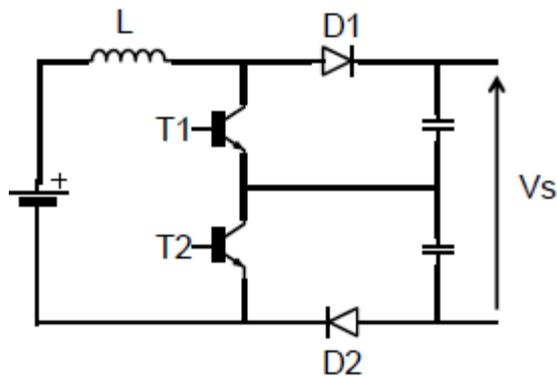


Figure (3.2) : Double boost (ou boost 3 niveaux).

Cette amélioration permet de diviser par deux la contrainte en tension des semi-conducteurs de puissance. De plus, grâce à l'entrelacement des commandes, la fréquence apparente, vue par les éléments de filtrage, est le double de la fréquence de découpage. Cette topologie permet donc une diminution par 4 de l'inductance d'entrée. Cependant pour obtenir le même niveau de lissage de la tension en sortie qu'un boost classique, il faut multiplier par 4 la valeur des capacités. De plus il devient nécessaire de réguler le point milieu capacitif des condensateurs en série. Enfin, contrairement à l'entrelacement parallèle, le courant de la source n'est pas partagé.

Ce qui implique que chaque élément du montage est traversé par le courant délivré par la source. Ainsi, lorsque les deux interrupteurs sont fermés, les pertes par conduction sont doublées.[17]

3-5- Double BOOST entrelacé

3-5-1. Principe de fonctionnement

Afin d'améliorer les performances du système concernant la tension de dimensionnement, une structure nommée double BOOST a été proposée par Schneider Electric. Elle est la combinaison de deux BOOST ayant les points milieux des transistors et des condensateurs de filtrage à la sortie reliés (fig. 3.3). Les commandes des transistors étant décalées de $T/2$. La tenue en tension des SC diminue d'un rapport 2 par rapport à la tension de sortie V_s et est imposée par la tension des condensateurs de filtrage C_{sa} et C_{sb} . C'est une des caractéristiques les plus intéressantes de cette structure par rapport au BOOST entrelacé.[18]

La stratégie de commande ainsi que les tensions et les courants dans les inductances sont représentés dans la figure (3.4).

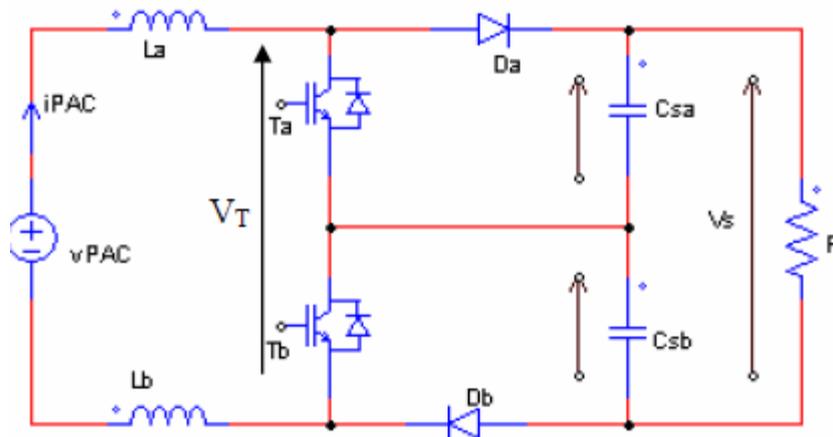
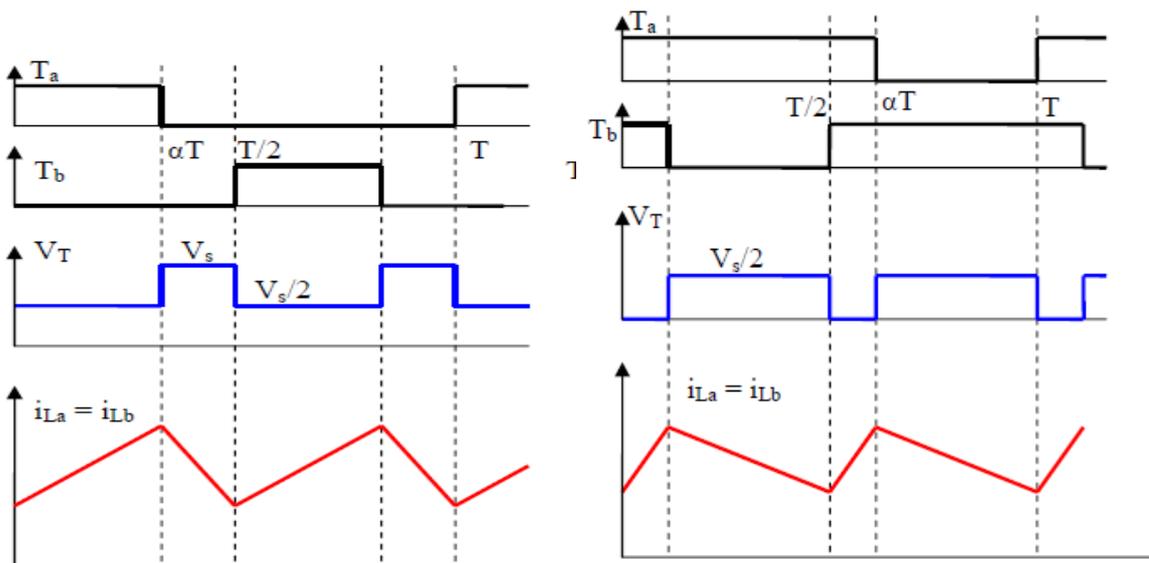


Fig. 3.3. Double BOOST entrelacé



Cas $\alpha < 0.5$ Cas $\alpha > 0.5$

Figure(3.4) : Stratégie de commande

3-6 Commande PI du hacheur

Ce type de contrôle très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système pour synthétiser le contrôleur.[13]

Nous choisissons un régulateur de type PI, car il est très répandu et il permet d'obtenir une erreur nul grâce à un intégrateur, ainsi qu'un temps de réponse réglable . Le schéma fonctionnel du convertisseur est représenté sur la figure (3.5). [10]

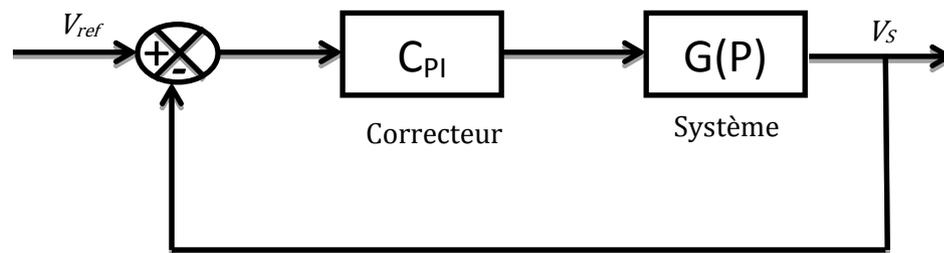
3-6-1 Commande des convertisseurs (DC-DC) :

L'électronique de régulation et commande détermine, à partir des consignes imposées de l'extérieur et des mesures prélevées sur le générateur et la charge, la séquence de conduction de blocage des interrupteurs par les signaux logiques nécessaires à la commande en fonction du type de convertisseur utilisé.[12]

3-6-2-Asservissement de la tension :

Pour la boucle de contrôle présentée par la (figure 3.5), nous avons besoin de déterminer les fonctions de transfert $G(P)$, les fonctions de transfert suivantes linéarisées autour du point de fonctionnement.[12]

Le schéma fonctionnel du système asservi en tension est représenté par la figure suivant :



Figure(3.5) :schéma fonctionnel de boucle de tension.

3-6-3 La commande avec deux boucles

Dans cette commande, le convertisseur est commandé par deux boucles. La boucle externe de tension utilise un régulateur linéaire de type proportionnel intégrateur PI, qui compare la référence de tension de sortie avec la tension de sortie mesurée du convertisseur proposé. L'erreur corrigée entre la tension mesurée et celui de référence sert comme une référence de courant pour la boucle interne de courant. C'est la boucle de courant qui impose la valeur du rapport cyclique α utilisée pour commander les interrupteurs de puissance du convertisseur.

L'architecture de la stratégie de contrôle à deux boucles du convertisseur entrelacé est présentée sur figure (3.6)

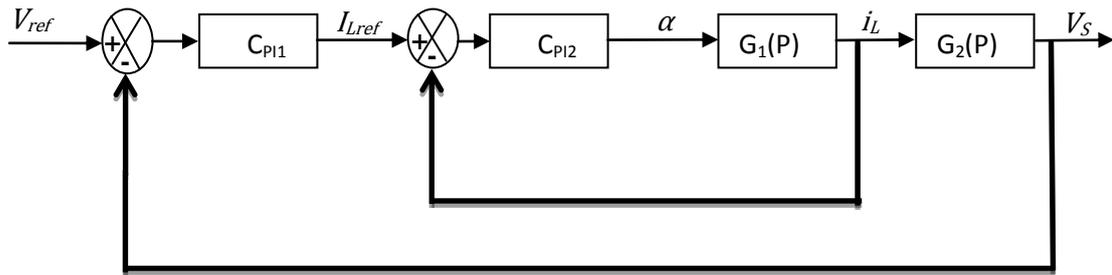


Figure (3.6) : Schéma en bloc de la commande à deux boucles du convertisseur

3-7-Fonction de transfert des convertisseurs (DC-DC) :

Les fonctions de transfert des convertisseurs (DC-DC) équivalent en petit signaux sont données par la fonction de transfert suivante :

$$G(p) = \frac{\Delta V_s}{\Delta \alpha} = - \frac{V_e \left[\frac{P}{RC(1-\alpha_0)^2} - \frac{1}{LC} \right]}{P^2 + \frac{P}{RC} + \frac{(1-\alpha_0)^2}{LC}} \tag{3.11}$$

Paramètres du hacheur boost utilisées dans la simulation sont : Tension d'entrée $V_e = 40$ V, inductance $L = 5 \times 10^{-3}$ H, Capacité $C = 50 \times 10^{-6}$ F, Résistance de charge $R = 50$ ohm et rapport cyclique $\alpha_0 = 0.5$.

On remplace les valeurs numériques dans l'équation (3.11), on trouve :

$$G(p) = \frac{-6400P + 16 \times 10^7}{P^2 + 400P + 10^6}$$

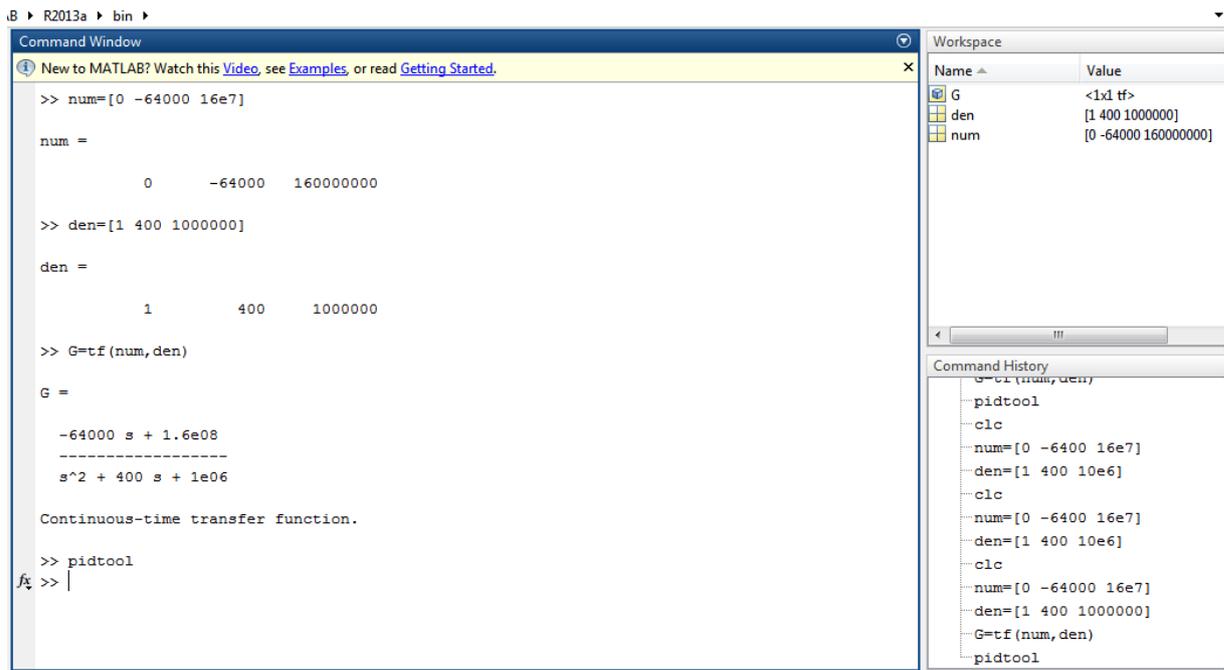
Le correcteur PI est défini par La fonction suivante :

$$C_{PI} = K_p + \frac{K_I}{P} = \frac{K_P \cdot P + K_I}{P} \tag{3.13}$$

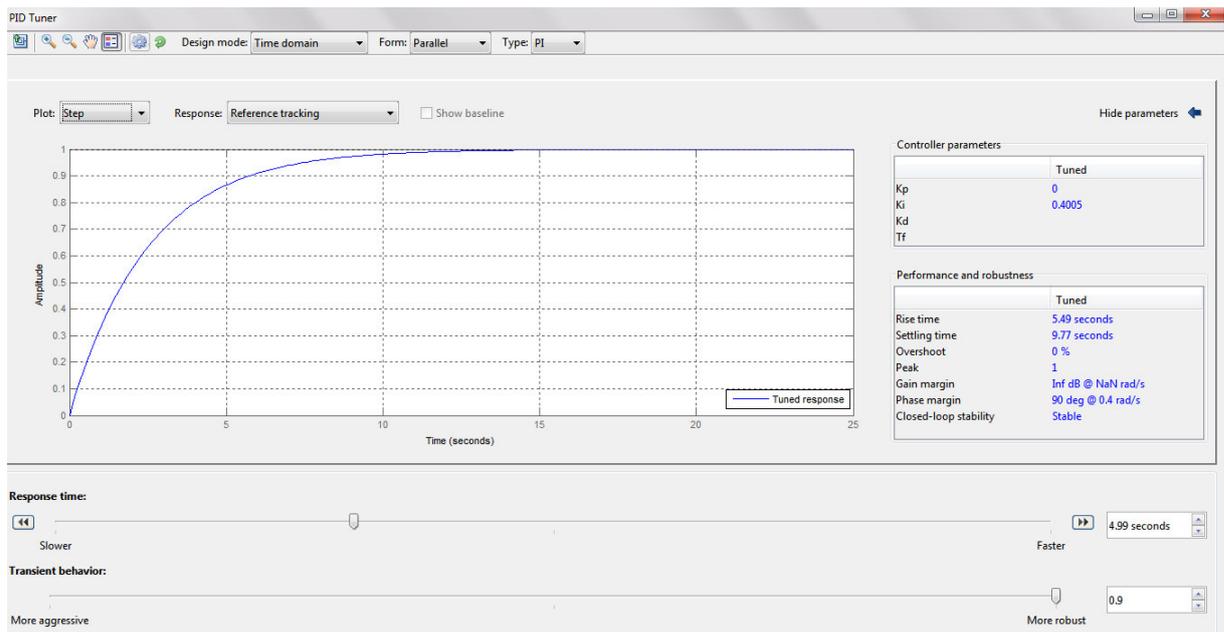
$$H_P = \frac{C_{PI} \times G_P}{1 + C_{PI} \times G_P}$$

Où K_p est le gain proportionnel et K_I est la constante d'intégration.

On utilisé le modèle de simulation Matlab/Simulink avec l'instruction « pidtools » qui permet de tester en simulation le temps de réponse et le dépassement du système commandé pour trouver les gains du régulateur.



La Figure (3.7) présente la forme de la fonction de transfert en boucle ouverte



La Figure (3.8) présente la réponse indicielle du système avec le correcteur PI

On a choisi $K_P=0.0001$ et $K_I=0.4$.

3-8-Les avantages hacheurs entrelacés :

Pour une alimentation possède n convertisseurs reliés en parallèle, le courant sera réparti sur les n phases, limitant ainsi les contraintes sur chaque interrupteur et augmentant la surface d'échange thermique. En outre, la fréquence des courants et tensions vus par la charge sera n fois supérieur à celle d'un convertisseur simple, divisant d'autant l'ondulation de tension en sortie.

L'entrelacement des convertisseurs apporte aussi un autre avantage : la réponse dynamique du système aux variations du courant peut être améliorée. En effet, une importante augmentation du courant demandé par la charge peut être satisfaite en faisant conduire simultanément plusieurs branches de l'alimentation si elle a été prévue pour cela. [10]

3-9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les convertisseurs continu-continu type Boost entrelacé. Le rapport de transformation du convertisseur Boost est plus élevé que les autres structures classiques. Le convertisseur entrelacé permet de diminuer la contrainte en courant pour les composants semi-conducteurs. Ils peuvent doubler la fréquence apparente du courant d'entrée, d'où la réduction de l'ondulation du courant d'entrée.

Chapitre IV

**Simulation de hacheurs entrelacé et
discussions de résultats de simulation**

4-1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter les résultats de simulation obtenus pour l'hacheur boost et les hacheurs entrelacés. Ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel Matlab/Simulink en utilisant également le Toolbox « SimPowerSystem ».

4-2 Les paramètres de simulation du système

Le système simulé est composé de deux hacheurs boost en parallèle, En se basant sur le modèle moyen en petit signaux d'un hacheur boost détaillé dans le chapitre 2 et les paramètres du régulateur calculé au chapitre3 et les paramétrés du système de la figure 4.1 qui sont cités ci-dessous :

Tension d'entrée : 40 V, Tension de référence: 80V

Inductance : 5×10^{-3} H, Capacité : 50×10^{-6} F, Résistance de charge : 50 ohm

Rapport cyclique : 0.5, K_p : 0.0001, K_i : 0.4 et fréquence de commutation : 20kHz.

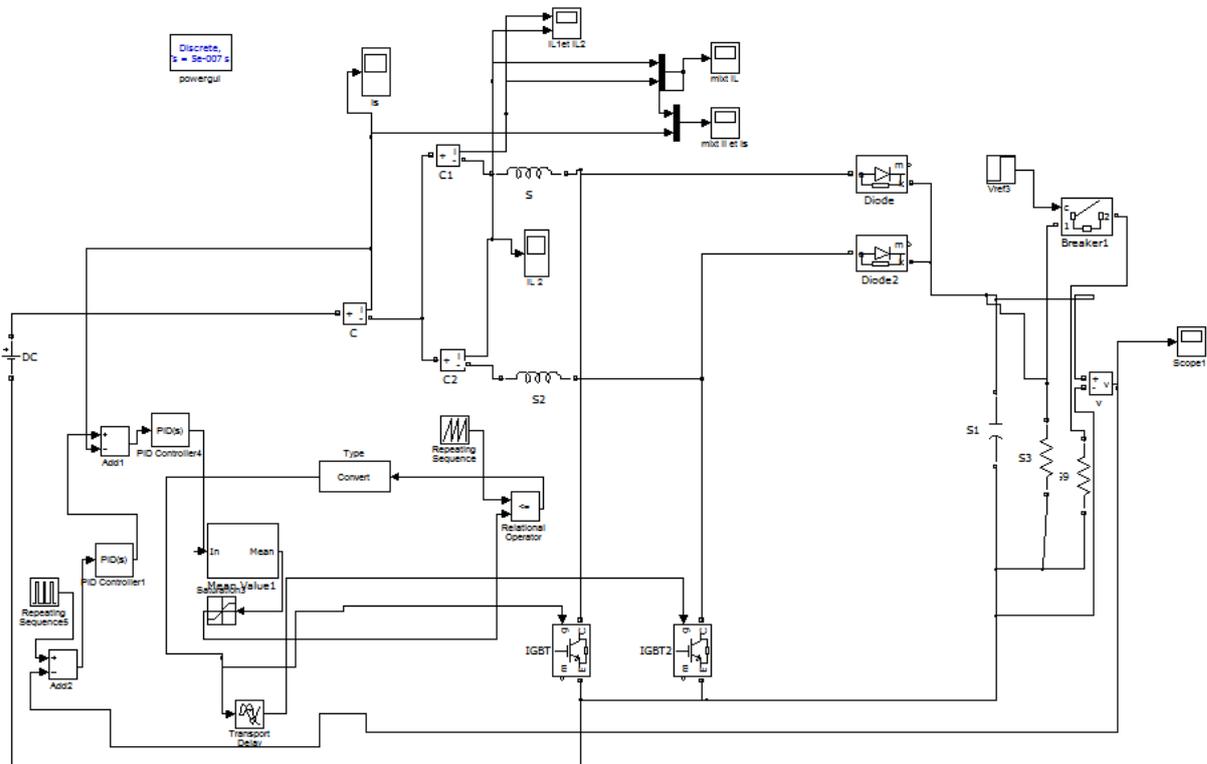


Figure (4.1): Schéma de simulation de deux hacheurs boost entrelacés.

4-3 Résultat Simulation d'un du hacheur boost

4-3-1 Commande en boucle ouvert

Le but de cette première simulation d'un hacheur boost commandé en boucle ouverte est de valider l'étude théorique du premier chapitre.

La figure (4.2) montre le courant de la bobine et la tension de sortie, on voit bien que la tension de sortie est deux fois la tension d'entrée ($V_s = V_e / (1-\alpha)$) et inversement pour le courant de sortie est la moitié du courant de la bobine ($I_s = I_e (1-\alpha)$).

La figure (4.3) montre les courants de la bobine, interrupteur et diode ainsi les tension au borne de la bobine et au borne de l'interrupteur de puissance. Ces résultats sont confondues aux allures présentées dans le chapitre 1

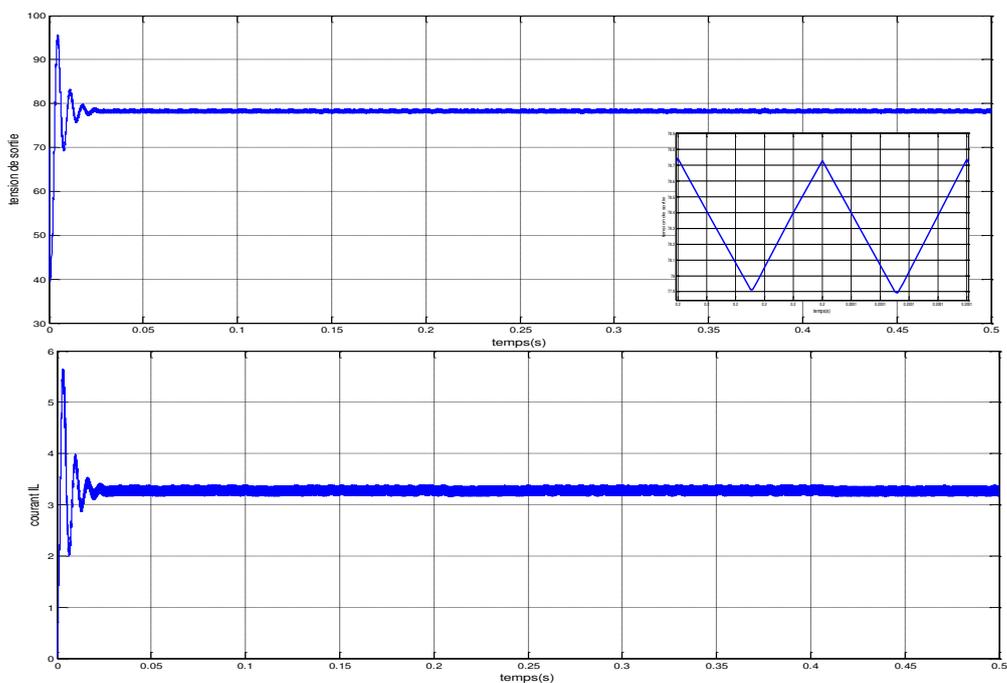


Figure (4. 2) : Courant d'entrée et tension de sortie du convertisseur boost

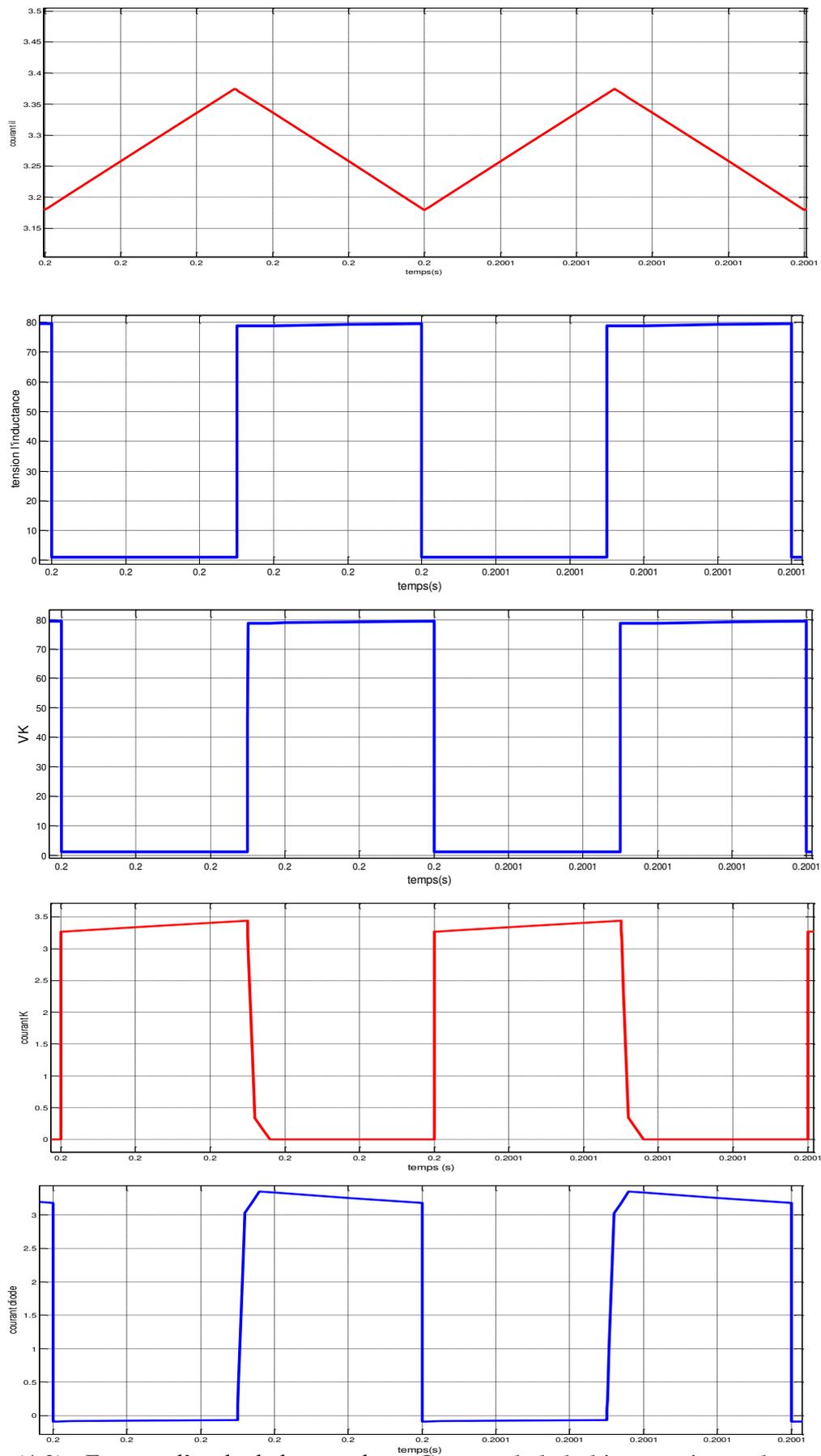


Figure (4.3) : Formes d'onde de haut en bas : Courant de la bobine, tension au borne de la bobine, tension au borne de l'interrupteur, courant de l'interrupteur et courant de la diode

4-3-2 Commande en boucle fermée

La figure (4.4) présente le courant de la bobine et la tension de sortie.

La robustesse du régulateur est montrée par la figure (4.5) ; suite à une variation de la tension de référence de 80 à 90V à l'instant 0.2S, la tension de sortie suit parfaitement la référence sans dépassement et avec un très court temps de réponse.

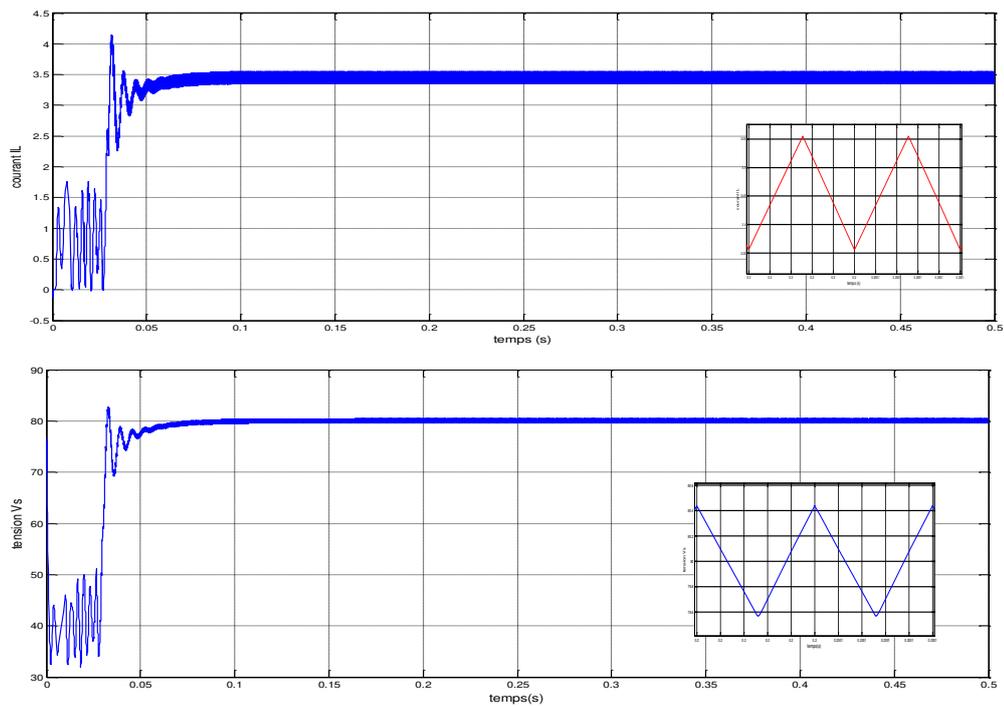


Figure (4.4) : Courant de la bobine et tension de la sortie

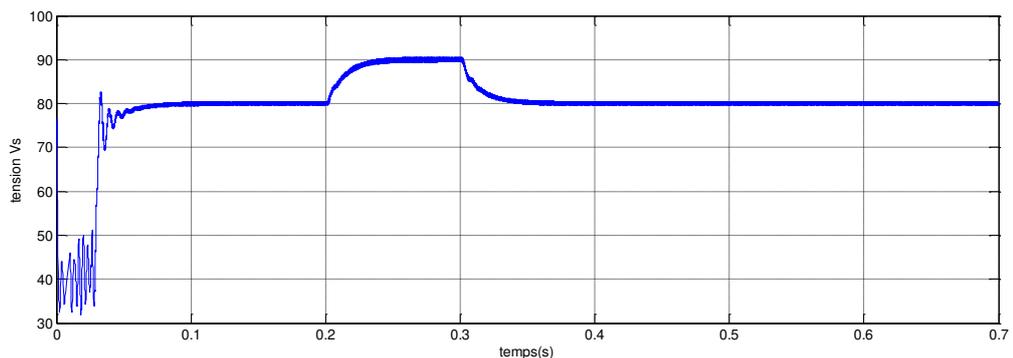


Figure (4.5): Tension de la sortie en cas de variation de la référence (de 80 à 90 à 80V)

4-4 Résultat Simulation de deux hacheurs boost entrelacé

4-4-1 Commande en boucle ouvert

La figure (4.6) montre que les commandes des deux interrupteurs sont complémentaires et que les interrupteurs bloquent la tension de sortie simultanément.

Les figures 7, 8, 9 et 10 présentent le courant de la source et les courants des bobines. On note que dans la commande en boucle ouverte le courant de la source n'est pas uniformément reparti entre les bobines.

La figure (4.11) montre que l'ondulation du courant est minimisé d'une manière remarquable ce qui favorise l'utilisation des hacheurs entrelacés avec les sources renouvelables et surtout les piles à combustibles.

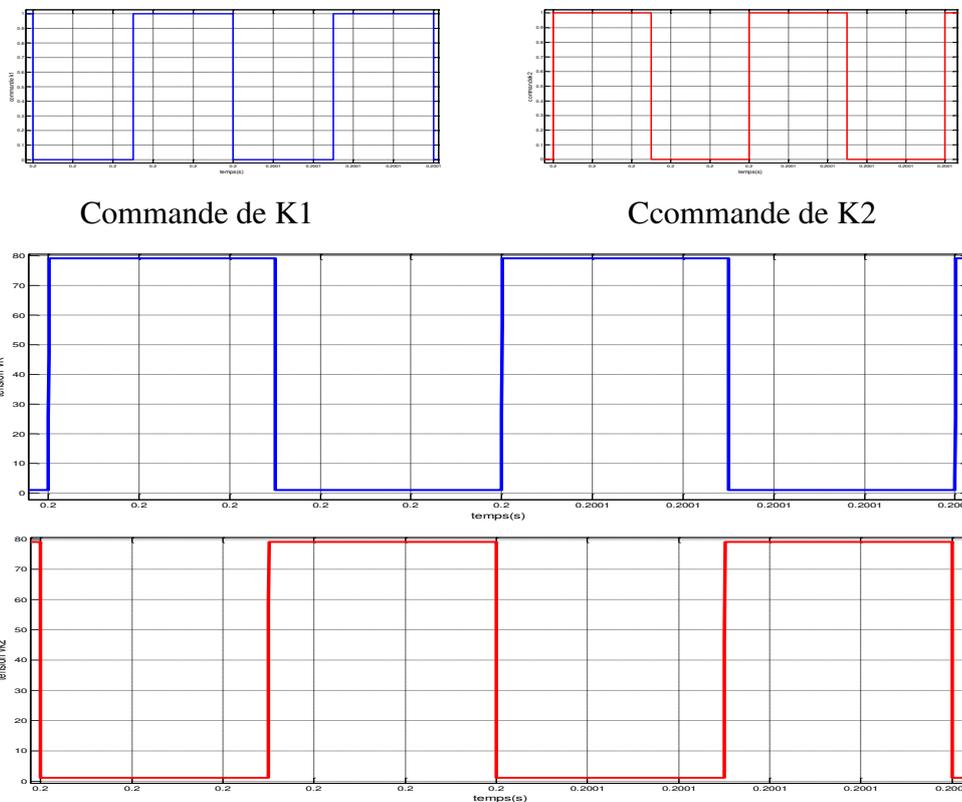


Figure (4.6) : Tensions aux bornes des interrupteurs K1 et K2

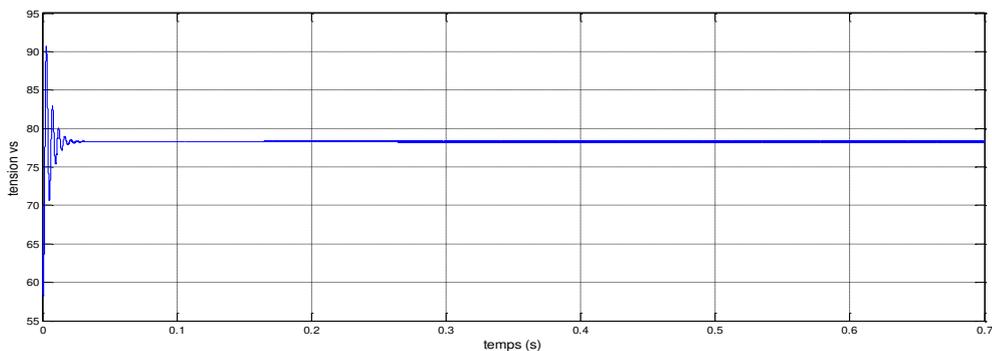


Figure (4.7) : Tension de sortie

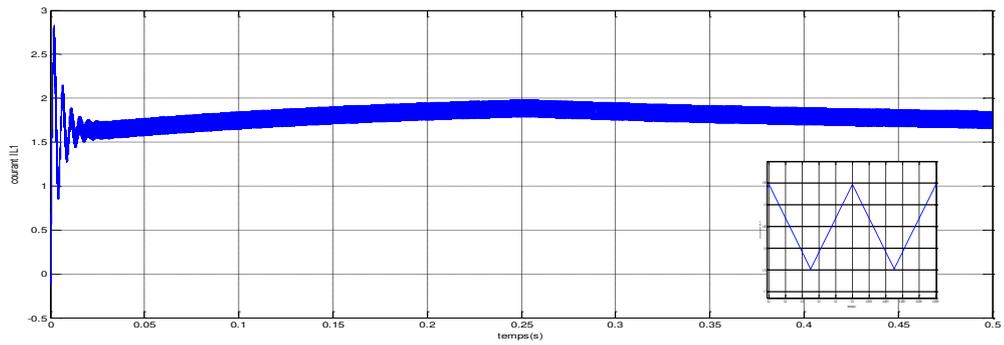


Figure (4.8) : Courant de l'inductance L_1

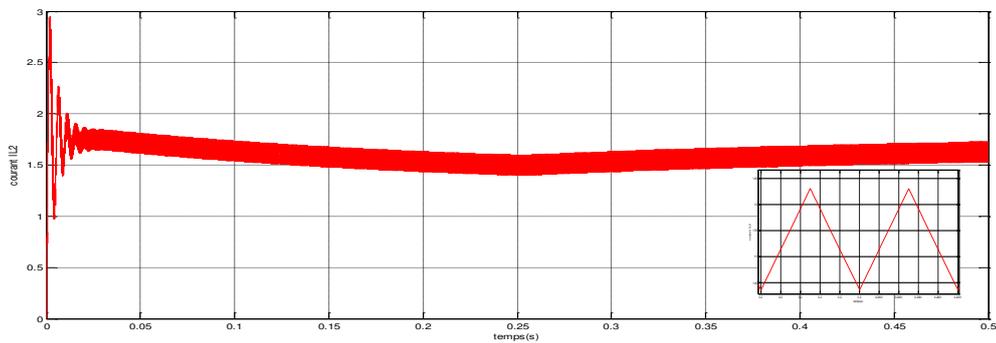


Figure (4.9) : Courant de l'inductance L_2

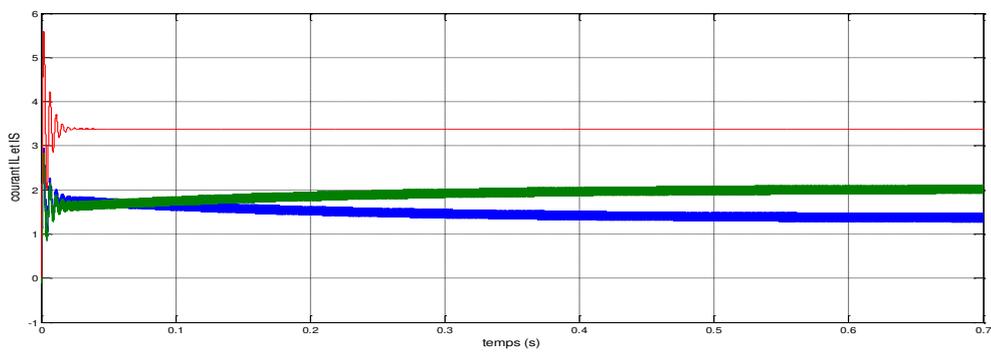


Figure (4.10) : courant de la source et courants des deux inductances

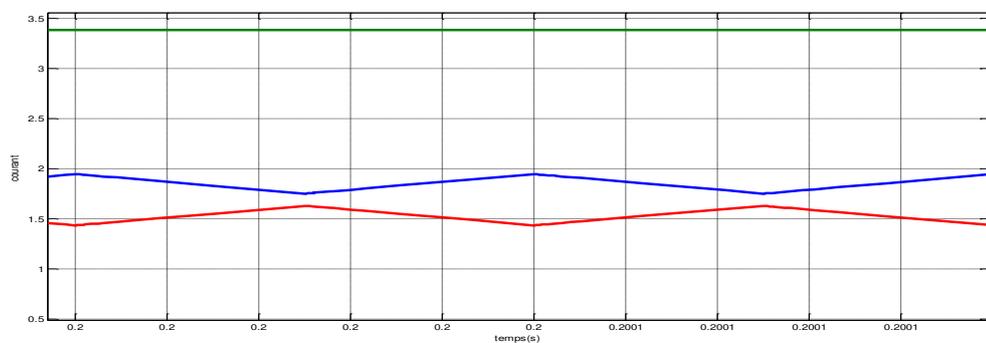


Figure (4.11) : Zoom du courant de la source et courants des deux inductances

4-4-2 Résultat Simulation de deux hacheurs boost entrelacé

4-4-2 -1 Commande en boucle fermé

La figure (4.12) montre que le courant de la source est uniformément repartie entre les deux bobines et que l'ondulation de ce courant est presque nulle voir figure (4.13).

Les figures 14, 15, 16 et 17 montrent que suite à une variation du référence de 80 à 90V à l'instant 0.2S et de 90 à 80V à l'instant 0.3S, La tension de sortie suit parfaitement et rapidement la tension de référence sans dépassement ce qui prouve l'efficacité de la régulation.

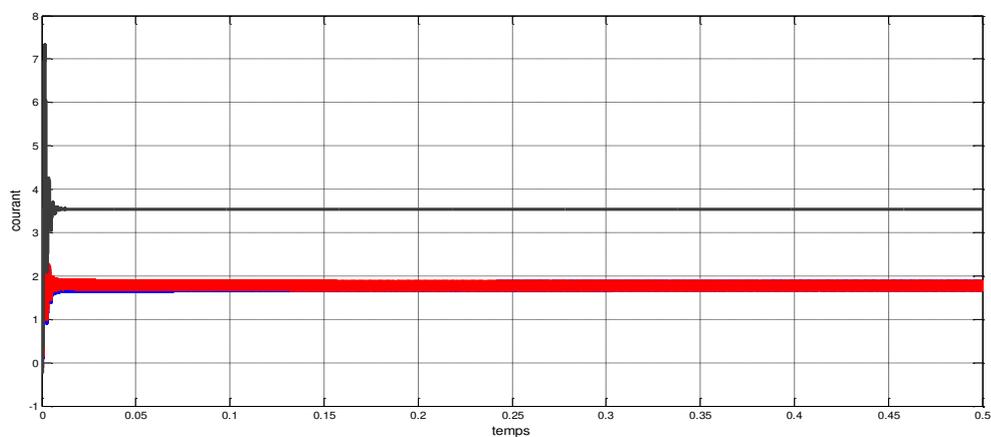


Figure (4.12) : Courant de la source et les courants des inductances

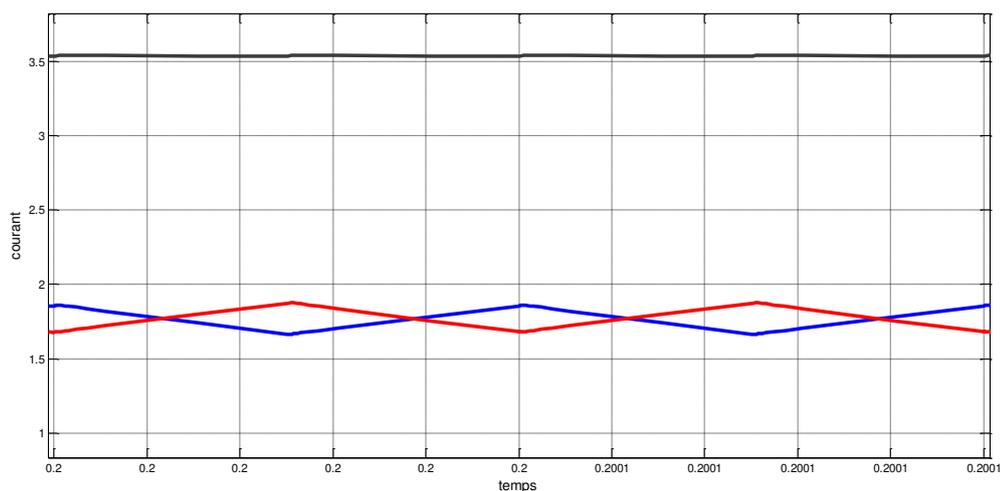


Figure (4.13) : Zoom de courant de la source et les courants des inductances

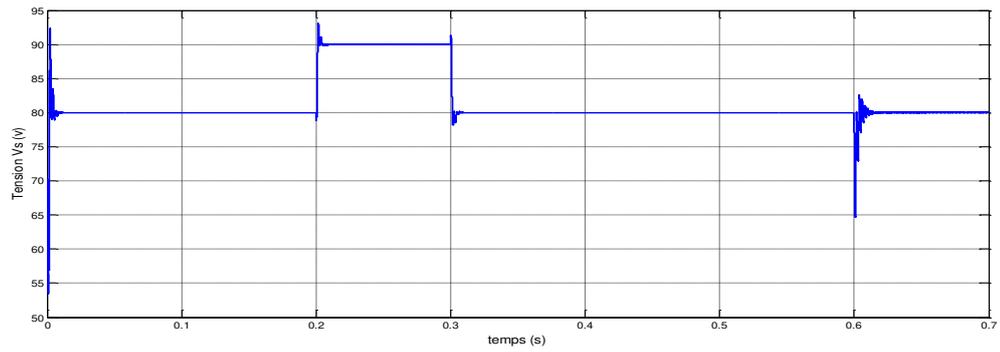


Figure (4.14) : Tension de la sortie

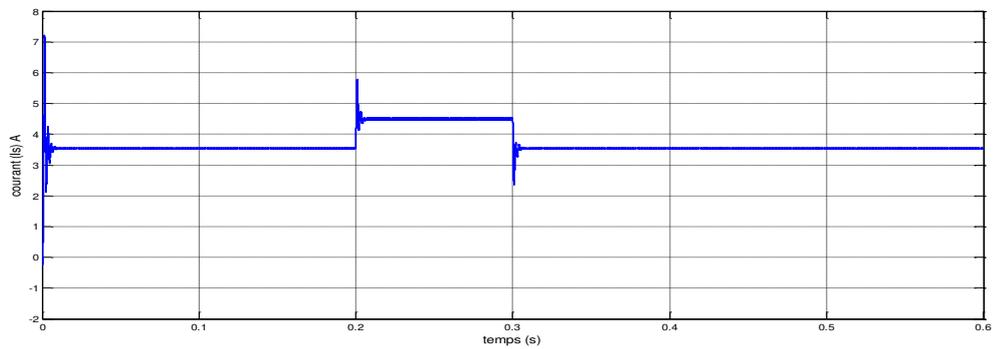
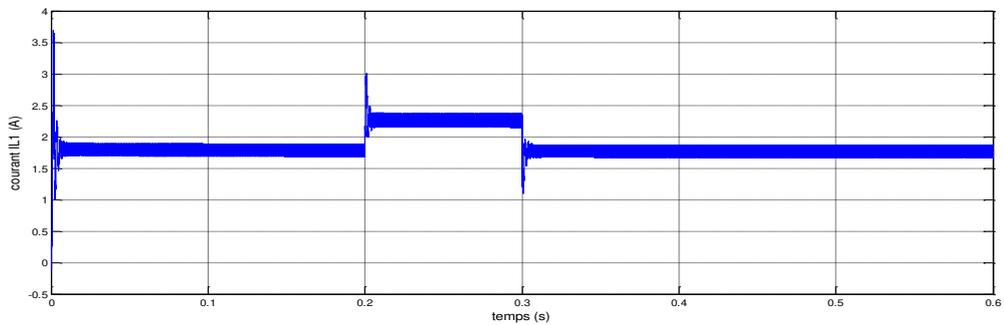
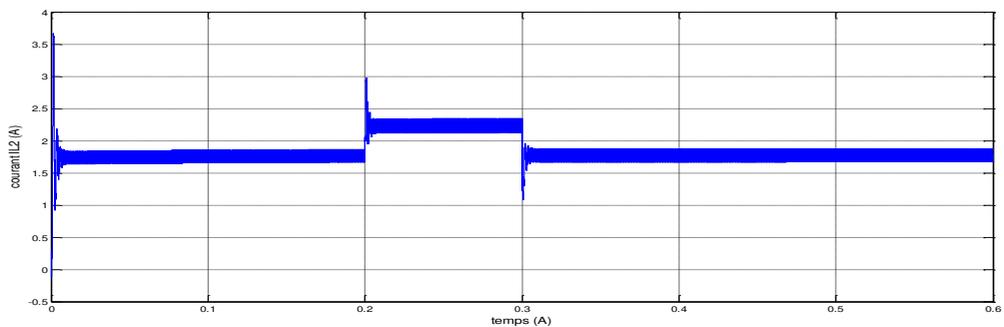


Figure (4.15) : Courant de la source

Figure (4.16) : Courant de l'inductance L_1 Figure (4.17) : Courant de l'inductance L_2

4-5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons simulé les convertisseurs entrelacés avec deux types de commande en boucle ouverte et boucle fermée.

La structure entrelacée est une solution efficace pour augmenter le niveau de tension et de puissance, car elle permet le partage du courant entre les phases. Cette structure permet de minimiser l'ondulation du courant et la taille des composants passifs. Mais, les contraintes de tension sur l'interrupteur et diodes sont encore importantes

Nous pouvons constater que les correcteurs arrivent à bien réguler la tension de la sortie lors d'une variation de référence.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la conversion et du conditionnement de l'énergie électrique. Plus particulièrement l'étude des convertisseurs continu-continu Boost entrelacés.

Nous avons fait un survol sur les convertisseurs DC-DC et Les méthodes de modélisation de ces convertisseurs. Deux types de modèles ont été exposés, le premier est le modèle continu équivalent et le deuxième est le modèle d'état moyen.

La commande des convertisseurs DC/DC est discutée. Les modes classiques de commande comme la commande en mode tension et la commande en mode courant nécessitent une bonne connaissance du convertisseur et donc un modèle assez exact.

Ensuite pour le Boost, on a montré que la structure entrelacée à deux cellules élémentaires permet de diminuer énormément l'ondulation de courant et la contrainte en courant pour les composants de puissance et augmenter le niveau de tension et de puissance.

Le modèle de simulation sous Matlab/Simulink du convertisseur a été développé. Il permet de tester les commandes des convertisseurs « boost » entrelacés par régulation linéaire PI. Nous pouvons constater que les correcteurs arrivent à bien réguler la tension de sortie lors d'une variation de la tension de référence ou de charge. La simulation met en évidence que le correcteur linéaire PI classique offre une régulation correcte de la valeur moyenne du courant de l'inductance.

Références bibliographiques

- [1] **Nettaryyakoub** – « Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC » - de Magister en Electrotechnique – universiteferhatabbas — setif1ufas1(algerie) année 2014
- [2] **BENSASI Wafa**, « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT », Master en Génie électrique, Université Kasdi Merbah Ouargla, Année universitaire : 2011/2012
- [3] **Matheepot PHATTANASAK** –« étude, modélisation et mise en œuvre de convertisseurs dc-dc isolés multiport et modulaires » - DOCTEUR de l'Université de Lorraine ,Spécialité : Génie Electrique – L'Université de Lorraineannée 2012.
- [4] **EL MELOUANI Kamel**, « application notep09ab06 - dimensionnement d'un hacheur survolteur », année : 2009 – 2010.
- [7] **BENSEDDIK Djaloud** « étude et optimisation du fonctionnement d'un système photovoltaïque », Mémoire de Master, Génie électrique et électronique, Université d'Ouargla, Année : 2011/2012.
- [8] **SAADI Ramzi**, « convertisseur basse tension (42-540V); Application source hybride utilisant une pile à combustible », Doctorat génie électrique ; université de Biskra, année 2015.
- [9] **cours-hacheurs** – universite «joseph- fourier » - cours electronique de puissanceconversion continu – continu , DUT GEii- 2ème année – Module Ener 3.
- [10] **hadrihamida** « contrubution à analyse et à la commande des convertisseurs DC-DC parallèle à PWM » - Doctorat en science Electrotechnique –université mohamedkhiderbiskraannée 2011.
- [11] **Modèles continus équivalents** : convertisseurs commandés par comparaison d'ondes de référence et d'ondes de modulation.

[12] **Abbasen Lyes** « étude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque » - diplôme de magister en Electrotechnique –université mouloud mammeri de tiziouzouannée 2011.

[13]**Nordine MAHERZI** « étude, conception et réalisation d un convertisseur d'énergie dc/dc associe a des super condensateursle diplôme d'ingénieur cnam, spécialité : énergétique ,option : électrotechnique, conservatoire national des arts et métierslyon année 2010.

[14]**Ahmed Eid Moussa SHAHIN** « contribution a l'optimisation desstructures de conversion dc/dcnon isolées » - DOCTEUR de l'INPL Spécialité : Génie Electrique,Nancy Université année 2011 .

[15] **HUANG Bin**-« convertisseur continu-continu a rapport detransformation eleve pour applications pile à combustible »- Docteur de l'Institut National Polytechnique de LorraineSpécialité : Génie Electrique, L'Université de Lorraineannée 2009.

[16] **MOHAMED SMYEJ**« conception d'un correcteur par logique floue pour un convertisseur DC-DC »- comme exigence partiellede la maitrise en electronique industrielle-L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRESaoût 2000.

[17] **Emmanuel Frapp_e, Alexandre De Bernardinis, Olivier Bethoux, Claude Marchand, Gérard Coquery** HAL Id: hal-00615205 <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00615205>

Action palliative par le convertisseur statique en cas de défaillance d'un générateur PAC modulaire de puissance- Submitted on 18 Aug 2011

[18] **DANG Bang Viet** -« Conception d'une interface d'électronique de puissance pour Pile à Combustible »- DOCTEUR DE L'UJF Spécialité : « Génie Electrique » - Université Joseph Fourierannée 2006

[19] **Julien Flamant**– Modélisation dynamique des structures de conversion DC/DC pour la régulation- julien.flamant@ens-cachan.fr