

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° :.....



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : RÉSEAUX ELECTRIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

**Par : BOUKHOUIDEM BELKACEM
LAYAIDA MOHAMMED**

Intitulé

**Commande par backstepping d'un
convertisseur DC-DC entrelacée**

Soutenu devant le jury composé de:

BOUGUERRA Abderrahman	Université de M'sila	Président
DJERIOUI ALI	Université de M'sila	Rapporteur
GHELLAB MOHAMMED Zinelàabidine	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

Résumé :

Dans Ce travail nous avons présente dans un première linéarisé le convertisseur DC-DC qui est un système non linéaire .

Cette linéarisation nous a permis de représenter le convertisseur DC-DC par une forme classique linéaire qui s'apprête une étude d'asservissement classique. Par la suite, nous avons procédé ou choix d'un régulateur PI, dans notre cas, et la détermination. La numérisation de ce régulateur. Ainsi pour commande non linéaire par backstepping avec action intégrale.

Ce régulateur a été testé sur un convertisseur DC-DC des types boost enterlacée et nous avons relevé des résultats similaires à de simulation.

Mots Clés : Commande backstepping, régulateur PI, Convertisseur DC-DC (boost enterlacée).

REMERCIEMENTS

Nous tiens tout d'abord à remercier ALLAHE le Tout Puissant pour toute la volonté et le courage qu'il m'a donnés pour l'achèvement de ce travail.

Je tiens tout d'abord à remercier vivement mon promoteur Dr. DJERIOUI ALI et le chef de département de génie électrique Berrabeh FOUAD pour les aides avec les étudiants merci. qui a manifesté son entière disponibilité pour m'aider et de m'orienter.

Je le remercie aussi pour la confiance et la compréhension qu'il m'a toujours prouvées.

Je remercie également tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce travail. Mes vifs remerciements s'adressent également à tous les membres de ma famille surtout ma chère mère et mon cher père pour leur aide inconditionnelle et pour leur soutien précieux durant ma formation, ce qui leur fait valoir ma grande reconnaissance. Enfin, je remercie toutes les personnes, qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail.

DÉDICASE

*Avant tout, je tien à remercie le bon dieu, et
l'unique qui m'offre le courage et
la volonté nécessaire pour affronter les
différentes de la vie,*

Je dédie ce modeste travail

A mon père.

A ma mère.

A mes frères

A mon cher ABEDALLAH SID

Et toute la famille.

A mes amis et mes collègues de la promotion

2019 «Électrotechnique ».

Introduction générale	1
CHAPITRE I : Modélisation des convertisseurs DC/DC entrelacée	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Les différents types d’hacheurs	3
I.2.1. le convertisseur boost	4
I.2.2. L’analyse de principe de d’un convertisseur fonctionnement	5
I.2.3. le convertisseur buck	6
I.2.3.1. Définition	6
I.2.3.2. Convertisseur Buck-Boost (abaisseur- élévateur).....	6
I.3. Modélisation générale des convertisseurs DC-DC.....	7
I.4. LES HACHEURS ENTRELACES.....	11
I.4.1. Convertisseurs statiques basse tension continu-continu non-isolé	11
I.4.2. Convertisseur BOOST entrelacé.....	11
I.5. Intérêts et avantages de l’entrelacement du boost	12
I.6. Modèle mathématique du Convertisseur BOOST entrelacé	12
I.7. le convertisseur buck entrelacé	13
I.7.1. Définition	13
I.8. modélisation d’un convertisseur buck entrelaces	15
I.9. Résultats de simulation	16
I.10. Interprétation représente sur les résultats de simulation	21
I.11. Conclusion	21
Chapitre II : commande par régulateur pi	
II.1.Introduction	22
II.2. les régulateurs de base	22
II.2.1. Correcteur à action proportionnelle P	23
II.2.2. Effet de correcteur P	23
II.2.3. Correcteur à action proportionnelle I	23
II.2.4. Effet de correcteur I	24
II.3. Correcteur à action proportionnelle PI.....	24
II.3.1. Effet de correcteur PI	25
II.3.2. La commande (PI)	25
II.4. Application d’une commande PI	25
II.5. Commande par modulation de largeur d’impulsions	27

II.5.1 Simulation et interprétation des résultats	28
II.5.2. Application d'une commande en boucle ouverte	28
II.5.3. Présentation des résultats de simulation	29
II.6. Interprétation des résultats.....	38
II.7.Conclusion	39
Chapitre III : Commande par Backstepping avec action intégrale	
III.1.Introduction	40
III.2. Méthodes de Lyapunov	40
III.2.1. Première méthode de Lyapunov	40
III.2.2. Deuxième méthode de Lyapunov	40
III.2.3. Système de premier ordre :	40
III.3. Application à la commande du hacheur BOOST entrelacé :	41
III.3.1. Sous système 1 :	41
III.3.2. Sous système 2 :	41
III.4. Régulateur de la tension continue :	42
III.5. Interprétation des résultats :	49
III.6.Conclusion :	50
Conclusion Générale	51

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1 : convertisseur Boost(élevateur de tension)	4
Figure I.2 : Boost dans l'état on.....	4
Figure I.3 : Boost dans l'état off	5
Figure I.4 : Convertisseur Buck-Boost	6
Figure I.5 : Convertisseur Buck-Boost durant l'état off.....	7
Figure I.6 : Structure d'un convertisseur Buck.....	9
Figure I.7 : Structure d'un convertisseur Boost.....	9
Figure I.8 : Structure d'un convertisseur Buck-Boost	10
Figure I.9 : schéma de boost entrelacé	11
Figure I.10 : Convertisseur buck entrelacé	14
Figure I.11 : La tension de sortie	16
Figure I.12 : Le courant de référenc.....	17.
Figure I.13 : Le courant moyen	17
Figure I.14 : Le courant dans chaque bras	18
Figure I.15 : Le courant d'entré	18
Figure I.16 : Le courant de charge Ich	19
Figure.17 : La tension d'entrée et de sortie et de référence	19
Figure I.18 : La tension de sortie et de référence	20

Chapitre II

Figure II.1 : Schéma de correction d'une régulateur PI	24
Figure II.2 : Commande d'un hacheur boost entrelacée par régulateur PI	26

Liste des figures

Figure II.3 : Courant d'inductance en mode critique.....	28
Figure II.4 : Tension de sortie $V_c(v)$ en fonction de temps et le zoom	30
Figure II.5 : Courant d'un bras i_L en fonction de temps avec zoom	31
Figure II.6 : La tension sortie en fonction de temps	32
Figure II.7 : La tension de sortie et référence.....	32
Figure II.8 : Courant d'entrée i_e en fonction de temps	33
Figure II.9 : Le courant la sortie de neud	34
Figure II.10 : Le courant moyen en fonction de temps	35
Figure II.11 : Le courant d'entrée et lui zoom	36
Figure II.12 : Le courant dans chaque bras	37
Figure II.13 : Le courant de charge I_{ch}	38

Chapitre III

Figure III.1 : Régulateur Backstepping avec action intégrale.....	43
Figure III.2 : La tension de sortie en fonction de temps.....	44
Figure III.3 : la tension de sortie et référence en fonction de temps.....	44
Figure III.4 : le courant de sortie en fonction de temps.....	45
Figure III.5 : le courant de réglage en fonction de temps.....	46
Figure III.6 : Les trois courant sont identifié sur chaque bras	47
Figure III.7 : le courant de sortie en fonction de temps.....	47
Figure III.8 : Le courant de charge I_{ch}	48
Figure III.9 : Le courant de sortie avec zoom.....	48
Figure III.10 : la tension de sortie par un temps déferant	49

Liste de symbole

V_{in} : la tension d'entrée

V_0 : la tension sortie

Q : interrupteur (Switch)

D : diode

R : résistance

C : condensateur

V_c : la tension de condensateur

L : l'inductance

I_{sc} : le courant sortie de nœud

$V_{réf}$: la tension de référence

K_p : gain proportionnel

K_i : gain intégral

$\varepsilon(t)$: le signal d'erreur

V_{dc}^* : la dérivée de la tension sortie

I_{sc}^* : la dérivée du courant de sortie

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Matrice A et B expriment les convertisseurs Buck , Boost et Buck Boost10

Tableau II.1 : Les paramètres de simulation28

Introduction générale

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont utilisés comme des interfaces entre la source et la charge. Ils permettent d'adapter la puissance nécessaire à celle consommée.

En effet, la dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédents dans le domaine de l'électronique de puissance : apparition de nouveaux composants électroniques semi-conducteurs capables de commuter rapidement et supportant une grande tension et un grand courant (GTO, MOSFET, IGBT ...etc.).

Ainsi Les progrès accomplis dans le domaine de la micro-informatique et les calculateurs numérique sont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur-charge plus performants et plus robustes [1].

Enterlacée 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. le résultat d'une simulation MATLAB), une comparaison entre un boost classique et un boost entrelacé pour voir l'effet de la technique de l'entrelacement sur la réduction des ondulations.

Le Backstepping déduit une commande stable de la plupart des systèmes non-linéaires. Cependant, il ne permet pas de gérer de façon claire et efficace les couplages énergétiques. Il est alors possible de décomposer physiquement le système suivant les règles de la REM. La REM permet également de séparer explicitement la commande et la stratégie de gestion de l'énergie.

Dans cette thèse en cotutelle franco-qubécoise, les caractéristiques des deux commandes ont été soulignées. Les deux méthodes apparaissent alors complémentaires. L'intégration du Backstepping apporte à la REM l'assurance d'une stabilité intrinsèque. Les principes de la REM, quant à eux, permettent au Backstepping de gérer les couplages énergétiques. Le développement d'une commande par inversion stable d'un véhicule à pile à combustible et supercondensateurs est donc proposé par la combinaison de ces deux méthodes de commande, suivant une procédure d'inversion combinée. La répartition des puissances du véhicule est ainsi réalisée en temps réel, sur dispositif expérimental, suivant une stratégie de filtrage et la commande stable par inversion combinée développée[20].

Introduction générale

L'objectif de ce travail s'inscrit dans le but d'étudier une technique classique de commande appelée : la commande PI qui permet de commander les systèmes à structures variable et la deuxième commande par backstepping. Nous avons choisi de l'appliquer dans notre cas à un hacheur Buck et Boost entrelacée. Pour cela, nous avons réparti ce travail en trois chapitres essentiels Dans le premier chapitre, nous présentons les différents types de hacheurs : abaisseur, élévateur et abaisseur-élévateur et leur mode de fonctionnement. Nous allons présenter, la modélisation du convertisseur buck et boost entrelacée et la au deuxième la commande du convertisseur DC-DC et les différents régulateurs de base utilisés dans la commande PI appliquées au convertisseur avec une étude théorique.

A réguler la tentions de sortie d'un convertisseur DC-DC . Notre travail est composé de quatre chapitres :

- ❖ Le premier chapitre porte le principe de fonctionnement des convertisseurs DC-DC classique et convertisseur DC-DC entrelacée et leur dimensionnements. Dans lequel On présentera, les différentes topologies de ces convertisseurs à savoir : Buck, Boost, Buck-Boost. Et on expliquera le principe de la commande PI.

- ❖ Dans le deuxième chapitre on s'intéressera l'étude de la commande de régulateur PI appliqué sur la hacheur boost entrelacée avec les résulta de simulation .

- ❖ Le troisième chapitre est consacré à la modélisation de la commande par backstepping d'un hacheur (Boost entrelacée) par la méthode de lyapunove, et la conception d'un régulateur de type 3 (régulateur avance et retard de phase). Nous terminerons ce chapitre par une simulation avec les résulta.

Enfin, nous clôturons notre mémoire par une conclusion générale et les perspectives envisagés.

CHAPITRE I :

Modélisation des convertisseurs DC/DC entrelacée

I.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. La grande variété de topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor unique ; abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur- élévateur (Buck-Boost) et des configurations complexes comportant deux ou quatre interrupteurs et qui emploient commutation douce ou des techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation [2].

La conception de contrôleur pour n'importe quel système nécessite la connaissance de comportement du système. Habituellement, cela implique une description mathématique de la relation entre les entrées du processus, les variables d'état, et de la sortie. Cette description sous forme des équations mathématiques qui décrivent le comportement du système (processus) est appelé modèle du système.

Ce chapitre décrit une méthode efficace pour analyser, modéliser et simuler les convertisseurs électroniques de puissance par MATLAB.

Le logiciel MATLAB / SIMULINK peut être avantageusement utilisé pour simuler des convertisseurs de puissance. Cette étude vise le développement des modèles pour tous les convertisseurs de base et d'étudier sa réponse en boucle ouverte, de sorte que ces modèles peut être utilisé en cas de conception d'un système en boucle fermée [2].

I.2. Les différents types d'hacheurs :

Selon la position du commutateur d'hacheur ; différents types de convertisseurs de tension

peuvent être réalisés à savoir :

- 1) Hacheur abaisseur de tension « Boost »
- 2) Hacheur abaisseur de tension « Buck »
- 3) Hacheur abaisseur -élévateur de tension « Buck-Boost »

I.2.1. le convertisseur boost :

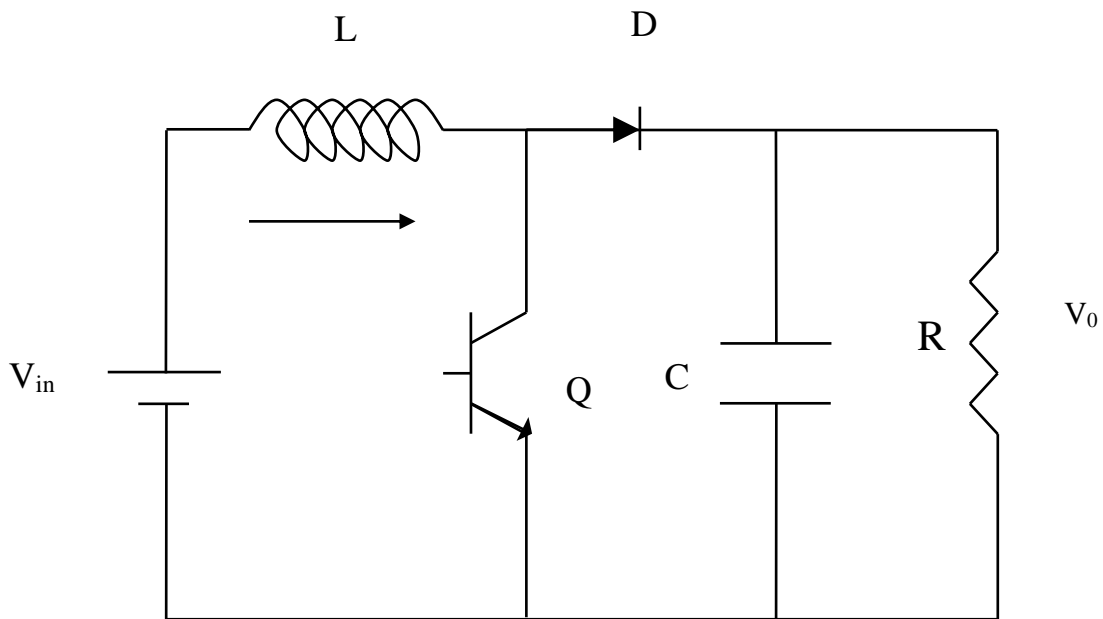


Figure I.1 : convertisseur Boost (élevateur de tension)

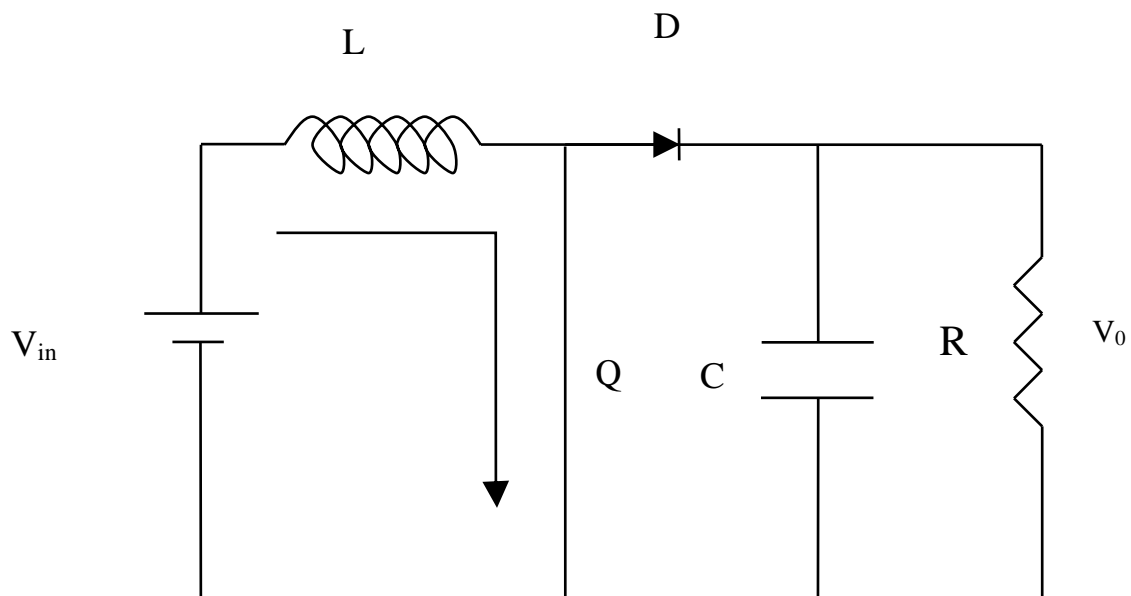


Figure I.2 : Boost dans l'état on.

I.2.2. L’analyse de principe de d’un convertisseur fonctionnement :

Si le commutateur Q est ouvert à t_0 et si la chute de tension aux bornes de la diode est négligée, alors V_0 est égale à V_{in} .

Lorsque le commutateur est fermé (fig. 2), la tension de la charge chute immédiatement à zéro si le condensateur C est omis.

Le courant du circuit i_L circule à travers l’inductance L et augmente est les équations d’état sont:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in}) \quad 0 < t < dt, \quad Q : \text{ON} \tag{I.1}$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{c} \left(-\frac{V_0}{R} \right)$$

Lorsque Q est désactivé (figure I.3), l’inductance se trouve en série avec le générateur et sa f.é.m. s’additionne à celle du générateur (effet survolteur).

Le courant i_L traversant l’inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C et la charge. Il en résulte un transfert de l’énergie accumulée dans l’inductance vers le condensateur.

Le courant décroît ensuite progressivement.

Car :

$$V_0 > V_{in}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - V_0) \quad , \quad dT < t < T \quad , \quad Q : \text{OFF} \tag{I.2}$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{c} \left(i_L - \frac{V_0}{R} \right)$$

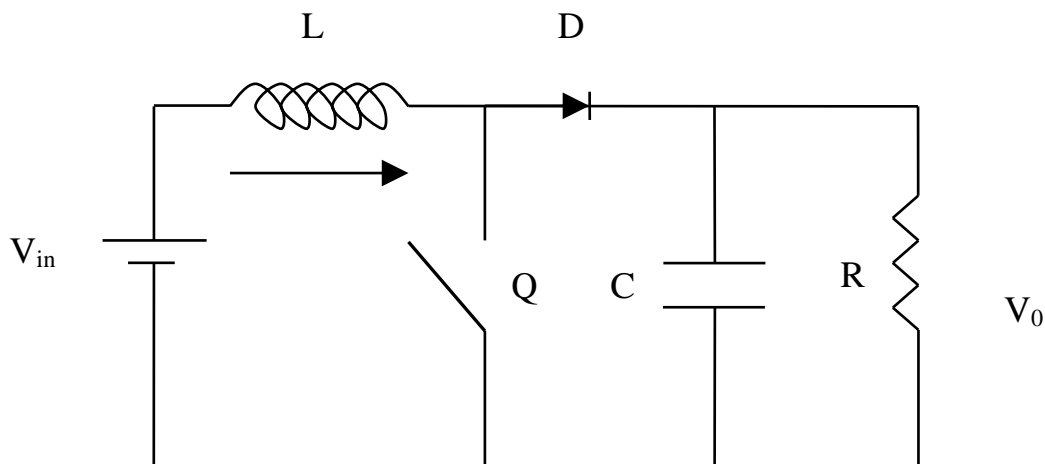


Figure I.3 : boost dans l’état off.

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. La tension de la charge est donnée par :

$$V_0 = \frac{1}{(1-D)} V_{in} \quad (I.3)$$

Avec $D = \frac{T_{on}}{T_{off}}$: est le rapport cyclique ($0 < D < 1$)

On considère ici uniquement le comportement du circuit en conduction continue.

I.2.3. le convertisseur buck :

I.2.3.1. Définition :

Le hacheur série (Buck) est un convertisseur statique abaisseur qui permet de transformer

une tension continue fixe a une tension plus faible réglable par l'utilisateur, il est constitué d'un

interrupteur bicommandable de puissance, d'une diode, d'une inductance et d'un condensateur.

Le hacheur série peut servir comme variateur de vitesse pour les moteurs à courant-continu .

I.2.3.2. Convertisseur Buck-Boost (abaisseur- élévateur) :

Un convertisseur Buck-Boost présenté par la Fig. 4 c'est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse.

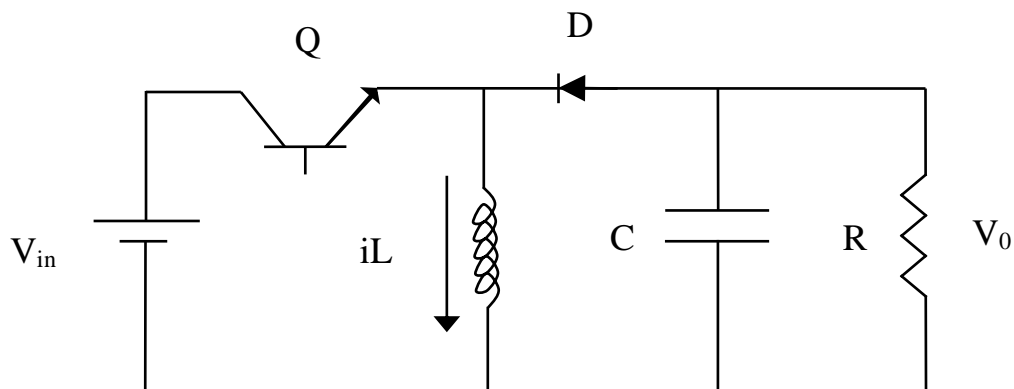


Figure I.4 : Convertisseur Buck- Boost.

Durant l'état «on», l'énergie apportée par la source est stockée dans l'inductance L (figure I.5). Cette énergie est livrée ensuite à la charge pendant l'état «off» (figure I.6). En raison de la présence de la diode D, le courant circule à travers l'inductance L seulement dans une direction durant les deux états. Par conséquent, V_0 a une polarité opposée à V_{in} . Pour cette raison, ce circuit est aussi appelé convertisseur inverseur. Les équations décrivant ce circuit peuvent être obtenues de la même manière qu'au paravent.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in}), 0 < t < dT, \quad Q : \text{ON} \quad (\text{I.4})$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{c} \left(-\frac{V_0}{R} \right)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_0), dT < t < T, \quad Q : \text{OFF} \quad (\text{I.5})$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{c} \left(-i_L - \frac{V_0}{R} \right)$$

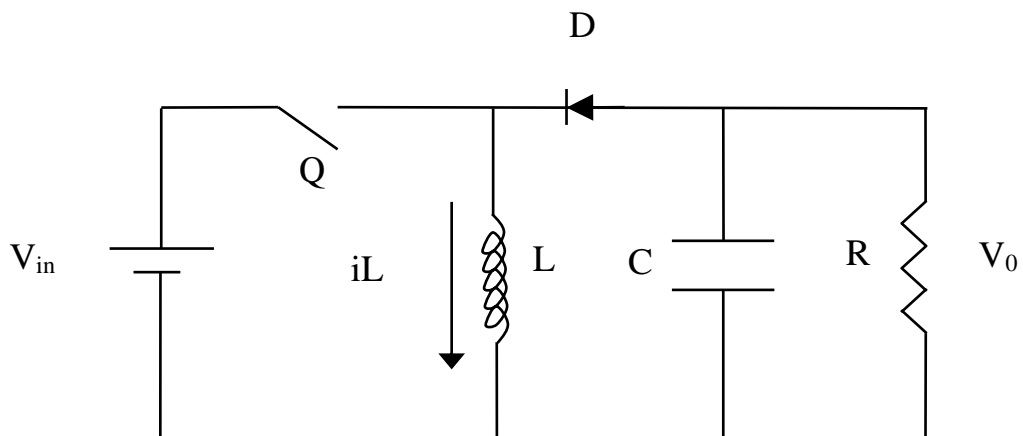


Figure I.5 : Convertisseur Buck-Boost durant l'état off.

I.3. Modélisation générale des convertisseurs DC-DC :

Les convertisseurs de commutation DC-DC sont des systèmes dynamiques hybrides caractérisés à la fois par le comportement continu et le comportement dynamique discret. Dans ce qui suit, nous présentons une approche générale de modélisation des convertisseurs DC-DC par application de l'espace d'état des convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost pour le cas d'un mode de conduction continue. Prenons un convertisseur de commutation qui a deux topologies de travail pendant une période T . Lorsque les contacts sont fermés, le modèle de convertisseur est linéaire. Les équations espace d'état du circuit peut être rédigé et noté comme suit [3].

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= A_1\mathbf{X} + B_1U \\ Y &= C_1\mathbf{x} + E_1U\end{aligned}\quad (\text{I.6})$$

Lorsque les commutateurs sont ouverts, le convertisseur peut être modélisé par un autre espace d'état linéaire la déclaration est écrite et a noté comme suit:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= A_2\mathbf{X} + B_2U \\ Y &= C_2\mathbf{x} + E_2U\end{aligned}\quad (\text{I.7})$$

De l'équation (I.6) et (I.7) nous pouvons déterminer le modèle moyenne donnée par l'équation (I.8) pour un cycle de commutation entier T.

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{X}}} &= A(d)\mathbf{x} + B(d)U \\ \tilde{Y} &= C(d)\mathbf{x} + E(d)U\end{aligned}\quad (\text{I.8})$$

Où : Les matrices $A(d)$, $B(d)$, $C(d)$, $E(d)$

Sont définies comme suit :

$$A(d) = dA_1 + (1 - d)A_2 \quad (\text{I.9})$$

$$B(d) = dB_1 + (1 - d)B_2 \quad (\text{I.10})$$

$$C(d) = C_1 + (1 - d)C_2 \quad (\text{I.11})$$

$$E(d) = dE_1 + (1 - d)E_2 \quad (\text{I.12})$$

Et $\tilde{\mathbf{x}}$, $\tilde{\mathbf{y}}$, et $\tilde{\mathbf{u}}$ sont respectivement la moyenne de \mathbf{x} , \mathbf{y} et \mathbf{u} au cours de la période de commutation T.

Prenons les convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost présentés respectivement par les figures (I.7 , I.8 et I.9) suivantes : La représentation de l'espace d'état peut être exprimée pour ces convertisseurs comme suit:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{X}}} &= A(d)\tilde{\mathbf{x}} + B(d)\tilde{U} \\ \tilde{v}_0 &= c(d)\tilde{\mathbf{x}}\end{aligned}\quad (\text{I.13})$$

Ou :

$$\tilde{x} = \begin{pmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_0 \end{pmatrix}, C(d) = (0 \ 1), \tilde{u} = V_{in}$$

d=1 (interrupteur fermé), d=0 (interrupteur ouvert)

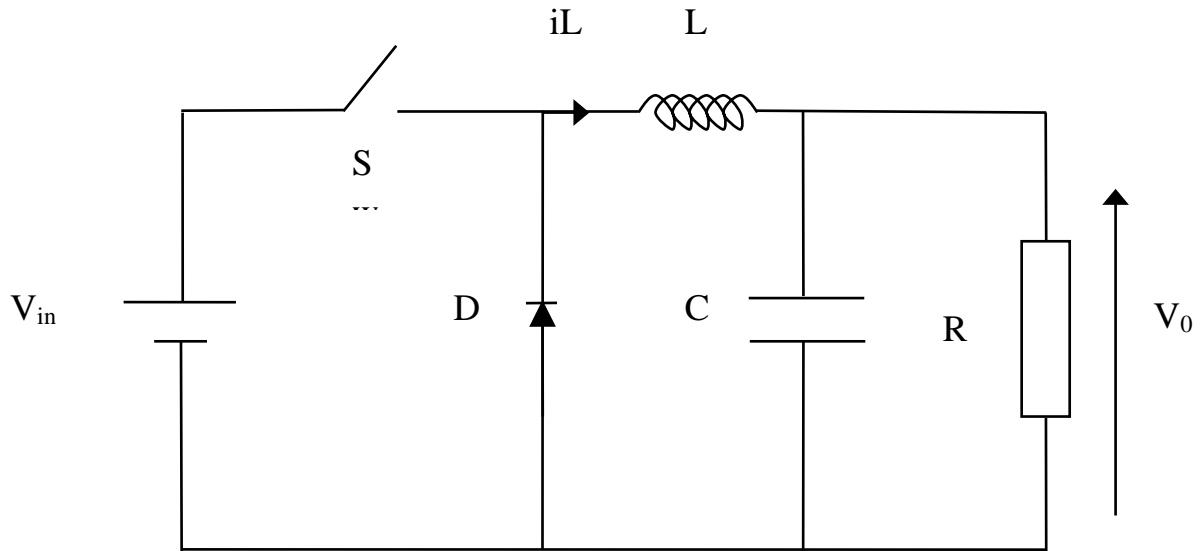


Figure I.6 : Structure d'un convertisseur Buck

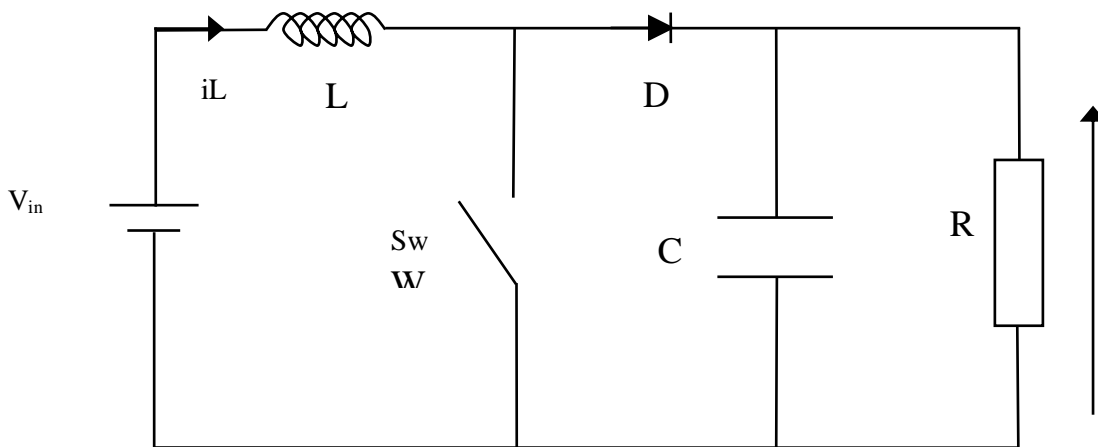


Figure I.7 : Structure d'un convertisseur Boost.

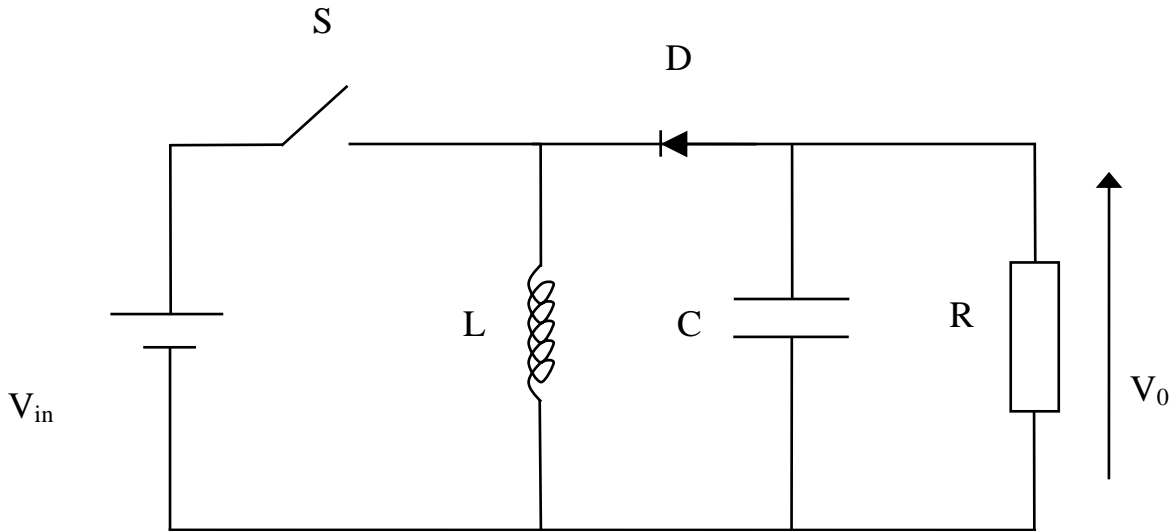


Figure I.8 : Structure d'un convertisseur Buck-Boost.

Cependant la matrice A (d) et B (d) dépend du type de convertisseur. Le tableau 1 donne l'expression de ces matrices pour les convertisseurs considérés :

Convertisseur BUCK	Convertisseur Boost	Convertisseur BUCK-Boost
$A(d) = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{c} & -\frac{1}{Rc} \end{pmatrix}$ $B(d) = \begin{pmatrix} d \\ \frac{d}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$	$A(d) = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{c} & -\frac{1}{Rc} \end{pmatrix}$ $B(d) = \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$	$A(d) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1-d}{L} \\ -\frac{1-d}{c} & -\frac{1}{Rc} \end{pmatrix}$ $B(d) = \begin{pmatrix} d \\ \frac{d}{L} \\ 0 \end{pmatrix}$

Tableau I.1 : Matrice A(d) et B(d) expriment les convertisseurs Buck , Boost et Buck Boost

L'approche de modélisation moyenne pour le convertisseur de mode de commutation conduit à un modèle approché non linéaire. La linéarisation de ce type de modèles autour du point de fonctionnement permet à l'application de la méthode de régulation classique, tel que le contrôle PID et la commande adaptative. Toutefois, commande par mode de glissement est considérée comme la plus appropriée et la solution de contrôle car elle est conforme avec le comportement non linéaire de la commutation des convertisseurs DC-DC et elle est robuste contre toutes les incertitudes de modélisation paramétrique.

I.4. LES HACHEURS ENTRELACÉES :

I.4.1. Convertisseurs statiques basse tension continu-continu non-isolé :

Nous allons intéresser dans cette technologie aux structures élévatrices non isolées que l'on retrouve sous le nom de BOOST. Plusieurs variantes existent : le BOOST classique, le BUCK- BOOST, le BOOST entrelacé, le BOOST à trois niveaux et le double BOOST dual entrelacé...etc.

I.4.2. Convertisseur BOOST entrelacé

L'entrelacement permet de résoudre le problème lié au fort courant des convertisseurs basse tension. Il consiste en la mise en parallèle de cellules BOOST dont les commandes sont régulièrement décalées entre elles. Ainsi, ce principe permet réduire l'ondulation du courant dans chaque branche, d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie. L'analyse sera faite sur le boost entrelacé à 3 branches mais les résultats sont valables pour les autres structures entrelacées. La technologie de l'entrelacement est réalisée par trois inductances, IGBT et Diode identiques (Figure I.9) : Hacheur entrelacé à 3 branches. Les commandes des IGBT de chaque branche sont décalées de $T/3$ de façon régulière avec un même rapport cyclique pour chaque branche [4].

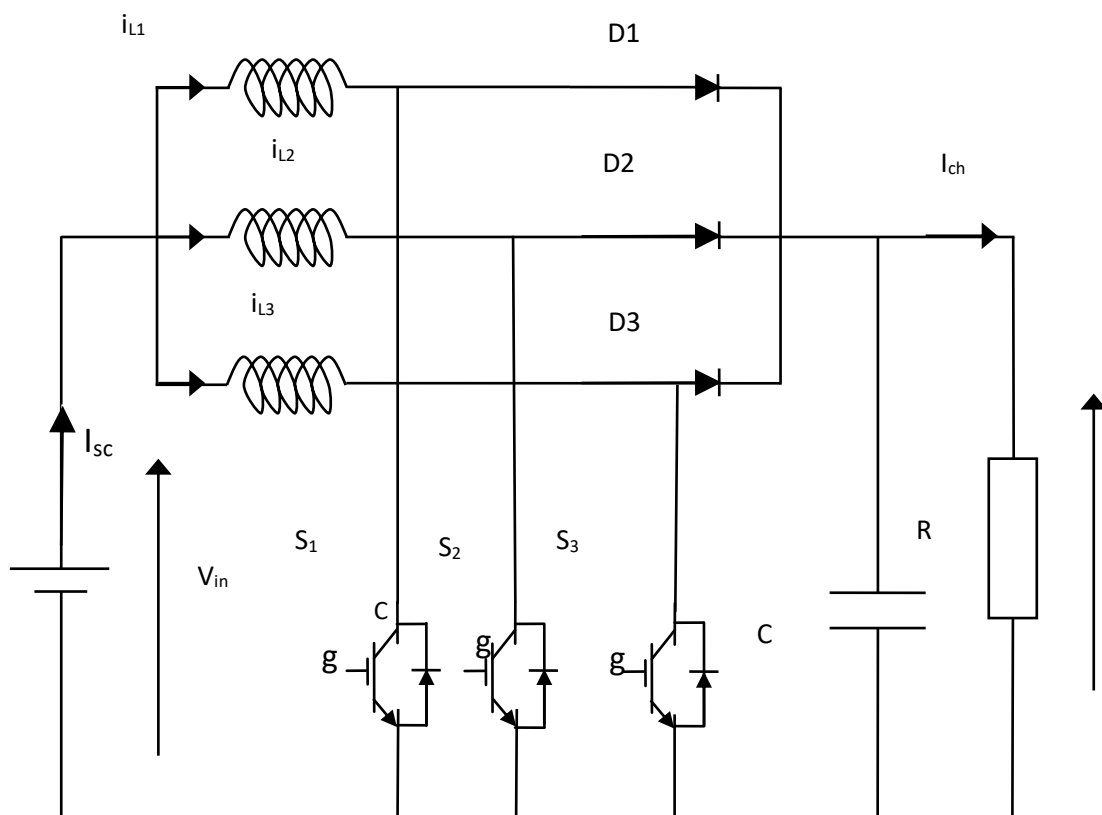


Figure I.9 : schéma de boost entrelacée

I.5. Intérêts et avantages de l'entrelacement du boost :

Un des avantages de l'entrelacement 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. montre que le courant à l'entrée du boost entrelacé représente la somme de courants des deux inductances $IL1$ et $IL2$ déphasés de 180° , ainsi, les pertes dans les inductances vont être réduites.

Le courant de sortie quant à lui, représente la somme des deux diodes $D1$ et $D2$. De plus, puisque la fréquence du courant a doublé, les ondulations du courant et de la tension, en entrée du convertisseur boost entrelacé vont être réduites et, par conséquent, cela améliore l'efficacité du système. 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 une comparaison entre un boost classique et un boost entrelacé pour voir l'effet de la technique de l'entrelacement sur la réduction des ondulations [5].

I.6. Modèle mathématique du Convertisseur BOOST entrelacé :

Les équations dynamiques du hacheur sont dérivées pour le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur en régime de conduction continu exprimé :

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_{L(t)}}{dt} &= V_e - (1 - D_1)V_s - r_{L1}I_{L1} \\ L_2 \frac{di_{L(t)}}{dt} &= V_e - (1 - D_2)V_s - r_{L2}I_{L2} \end{aligned} \quad (I.14)$$

$$L_3 \frac{di_{L(t)}}{dt} = V_e - (1 - D_3)V_s - r_{L3}I_{L3}$$

$$C \frac{dV_{s(t)}}{dt} = -I_{ch} + (1 - D_1)I_{L1} + (1 - D_2)I_{L2} + (1 - D_3)I_{L3} \quad (I.15)$$

Les inductances de les bobines $L1, L2, L3$ en [H], la capacité du condensateur C en [F] et la résistance de la charge R est la résistance des bobines r_1, r_2, r_3 en [Ω]. Les variables d'état sont les courants dans les bobines et la tension aux bornes du condensateur. Les signaux de contrôle $D1, D2, D3$ est compris dans le domaine discret de $\{0;1\}$ et il indique l'état de les interrupteurs $S1 S2 S3$ ouvert pour 0 et fermé pour 1

$$x_1 = I_{L1} ; x_2 = I_{L2} ; x_3 = I_{L3} ; x_4 = V_s t$$

Alors les équations d'état deviennent :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{1}{L} [V_s - (1 - D_1)x_4 - r_{L1}x_1] \\ \dot{x}_2 &= -\frac{1}{L} [V_s - (1 - D_2)x_4 - r_{L2}x_2] \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{1}{L} [V_s - (1 - D_3)x_4 - r_{L3}x_3]$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{C} [-I_s + (1 - D_1)x_1 + (1 - D_2)x_2 + (1 - D_3)x_3] \quad (\text{I.17})$$

I.7. Le convertisseur buck entrelacé :

I.7.1. Définition :

Les convertisseurs DC-DC buck entrelacés candidats ayant comme caractéristique principale un haut rapport de conversion. En effet, plusieurs convertisseurs DC-DC buck entrelacés ont été rapportés dans la littérature, proposant des améliorations (par exemple : le gain de tension, l'efficacité énergétique) comparées au convertisseur buck entrelacé classique bien connu sous le terme Interleaved Buck Converter IBC.

Un convertisseur buck entrelacé Basé sur le convertisseur buck classique(généralement utilisé en raison de sa simplicité et de son faible coût), la topologie buck entrelacée peut être développée. Cette topologie consiste à connecter N convertisseurs buck (de N=2 N=6) partageant un bus continu de sortie commun [6].

-Les avantages de convertisseur IBC :

Elle présente plusieurs avantages comparés au convertisseur buck classique, en particulier en termes de rendement énergétique, de réduction de l'ondulation du courant de sortie et de fiabilité en cas de défaillances électriques .

-les inconvénients de convertisseur buck entrelacée :

les topologies IBC présentent les inconvénients est Contraintes de tension élevées sur l'interrupteur de puissance et sur la diode (rendement énergétique Gain de tension limité (non adapté pour des applications exigeant un haut gain de conversion). Généralement un

convertisseur buck entrelacé composé de trois phases est préféré pour des objectifs d'optimisation (volume des composants magnétiques, réduction de l'ondulation du courant de sortie, rendement énergétique) comme illustré . Cependant, les topologies buck entrelacées présentes [7]

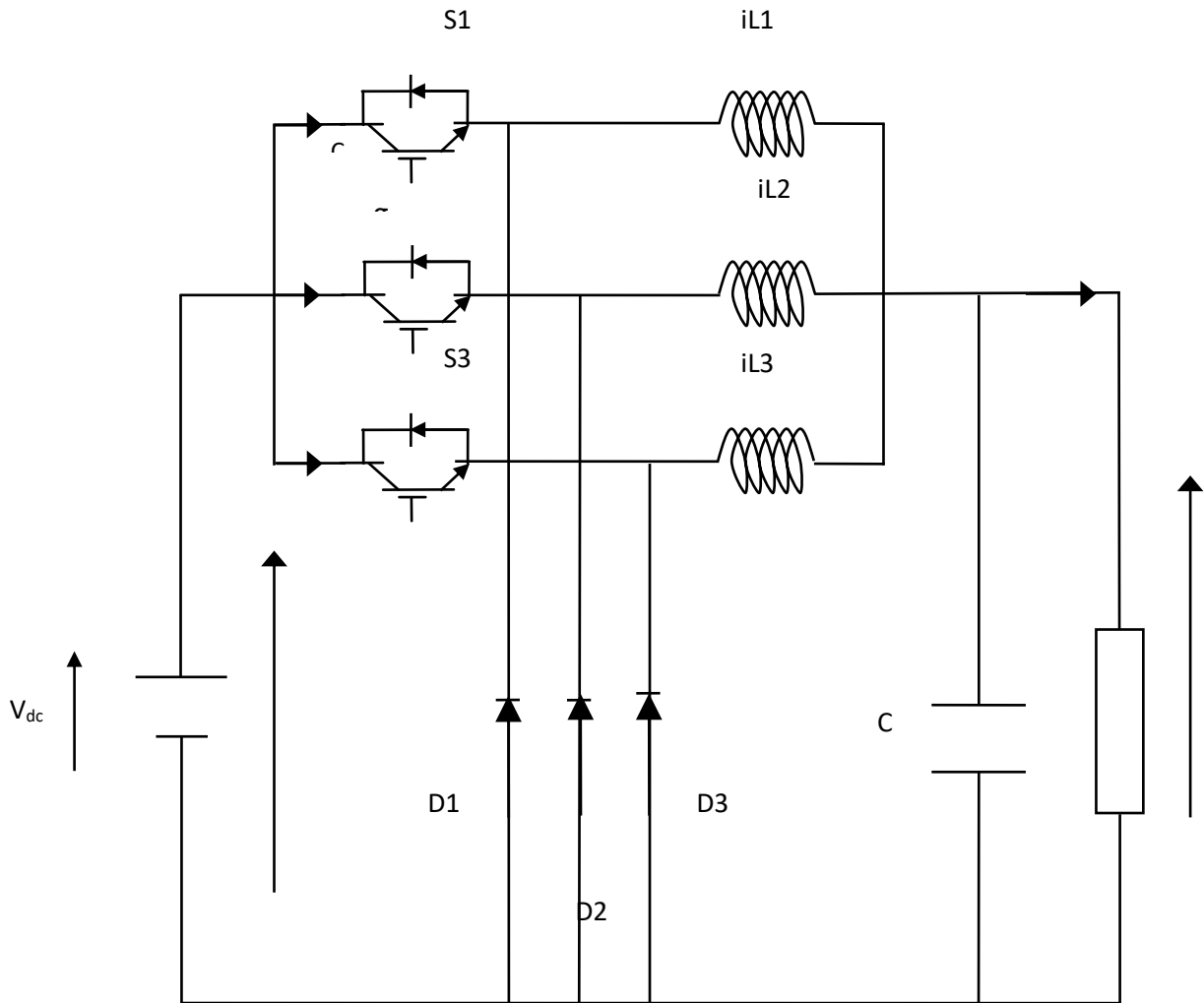


Figure I.10 : Convertisseur buck entrelacé

I.8. modélisation d'un convertisseur buck entrelacés :

Les équations de courant et de tension [8] :

$$V_{Ca} = V_{Cb} = \dots = V_{Cn} = V_S = V_C \quad (\text{I.18})$$

$$i_{sa} + i_{sb} + \dots + i_{sn} = i_{ch} \quad (\text{I.19})$$

$$V_C < V_e$$

Le comportement dynamique d'un seul convertisseur abaisseur est donné par :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (-r_L i_L - V_C + T_R V_e) \quad (\text{I.20})$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{V_e}{R} \quad (\text{I.21})$$

est la fonction de commutation qui prend les valeurs 1 et 0. Donc le système sous forme matricielle est:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_R}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.22})$$

On peut réécrire le système (I.20) de la façon suivante:

$$\dot{x} = A_1^\circ x + B_1^\circ V_e$$

À partir de (I.20), la forme matricielle de 2 convertisseurs abaisseur parallèles entrelacés est la suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1a} \\ \dot{x}_{2a} \\ \dot{x}_{1b} \\ \dot{x}_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{Le}}{L_a} & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_a} & -\frac{1}{C_a R_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_{Lb}}{L_b} & -\frac{1}{L_b} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{C_b R_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1a} \\ x_{2a} \\ x_{1b} \\ x_{2b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_{Ra}}{L_a} \\ 0 \\ \frac{T_{Rb}}{L_b} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.23})$$

Le système (I.21) peut s'écrire comme suit :

$$\dot{x} = A^{\circ}_2 x + B^{\circ}_2 V_e \quad (\text{I.24})$$

Donc, la représentation d'état des convertisseurs DC-DC parallèles en boucle ouverte se met sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A^{\circ}_i x + B^{\circ}_i V_e \\ V_s &= C^{\circ}_i x \end{aligned} \quad (\text{I.25})$$

Où $i = 1, \dots, N$ et $A^{\circ}_i, B^{\circ}_i, C^{\circ}_i$

sont des matrices caractérisant le système en boucle ouverte à l'instant t_i avec :

$$\sum_{i=1}^n t_i = T \quad (\text{I.26})$$

I.9. Résultats de simulation :

Présentation des résultats de simulation

Les résultats de simulation montrent que la tension de sortie V_c

Pour une tension d'entrée $V_{\text{entrée}} = 48 \text{ V}$ la tension de sortie sera comme suit :

Tension de sortie = 85V Pour minimiser les ondulations de tension on va augmenter la valeur de capacité et de l'inductance.

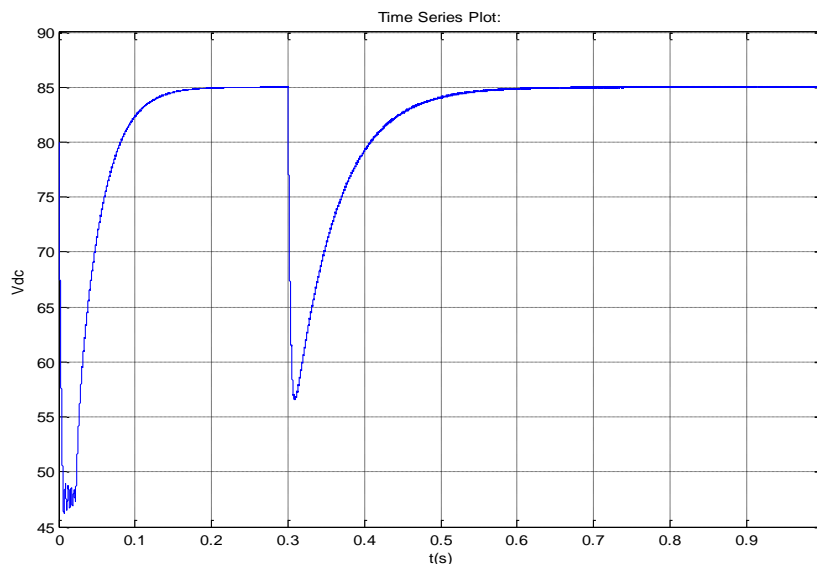


Figure I.11 : La tension de sortie

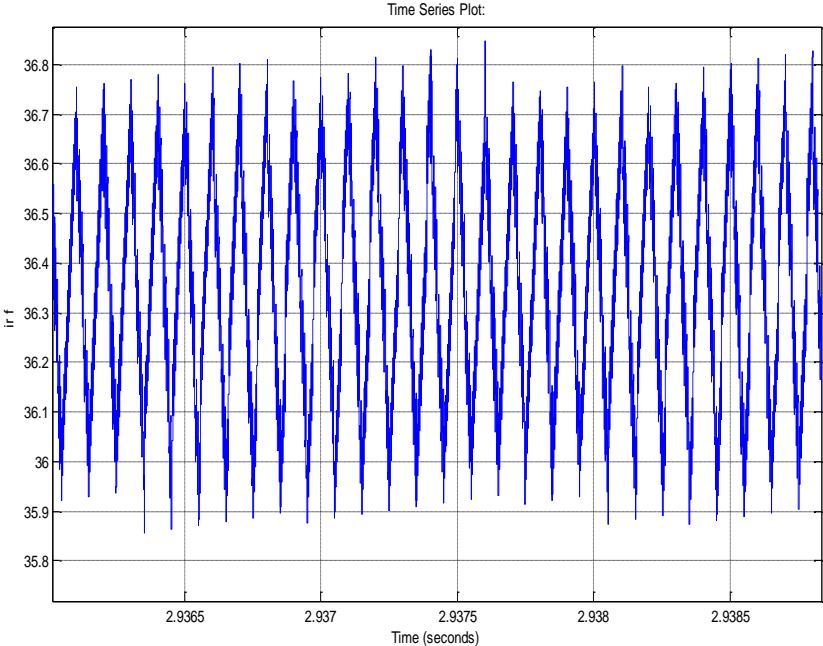


Figure I.12 : Le courant de référence

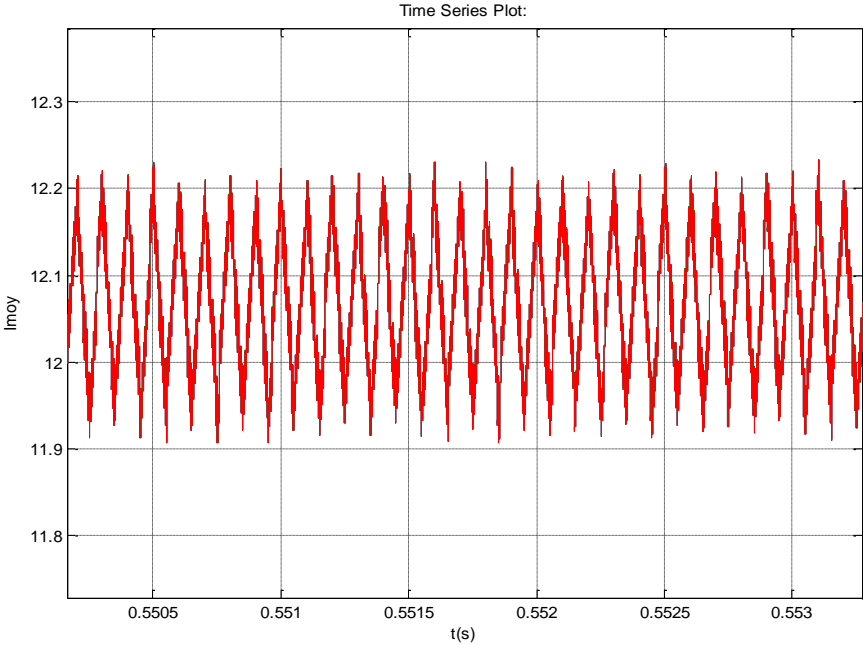


Figure I.13 : Le courant moyen

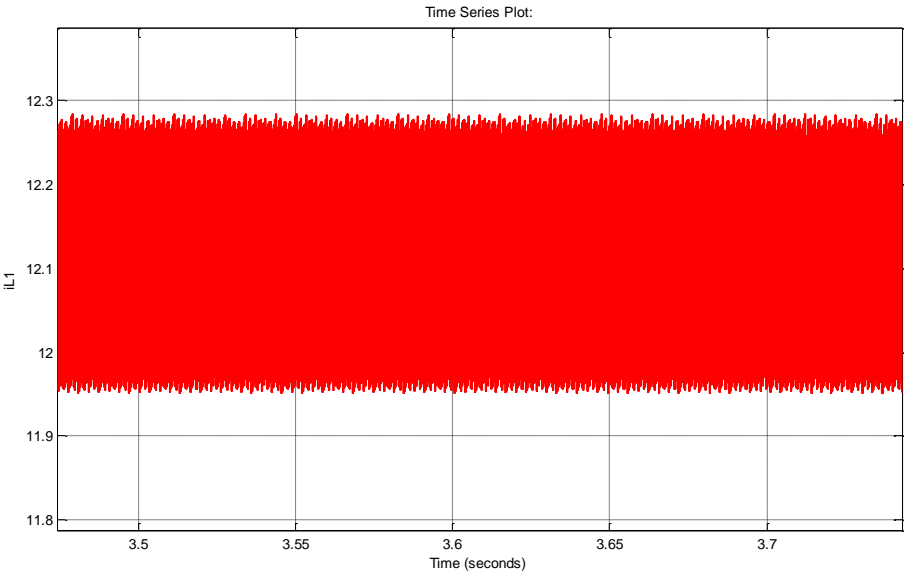


Figure I.14 : Le courant dans chaque bras

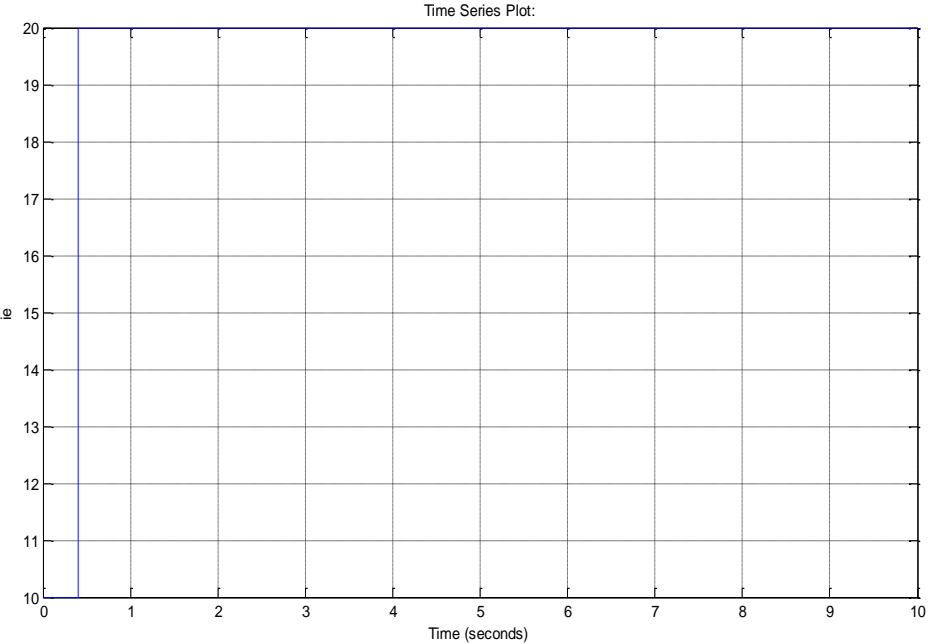


Figure I.15 : Le courant d'entrée

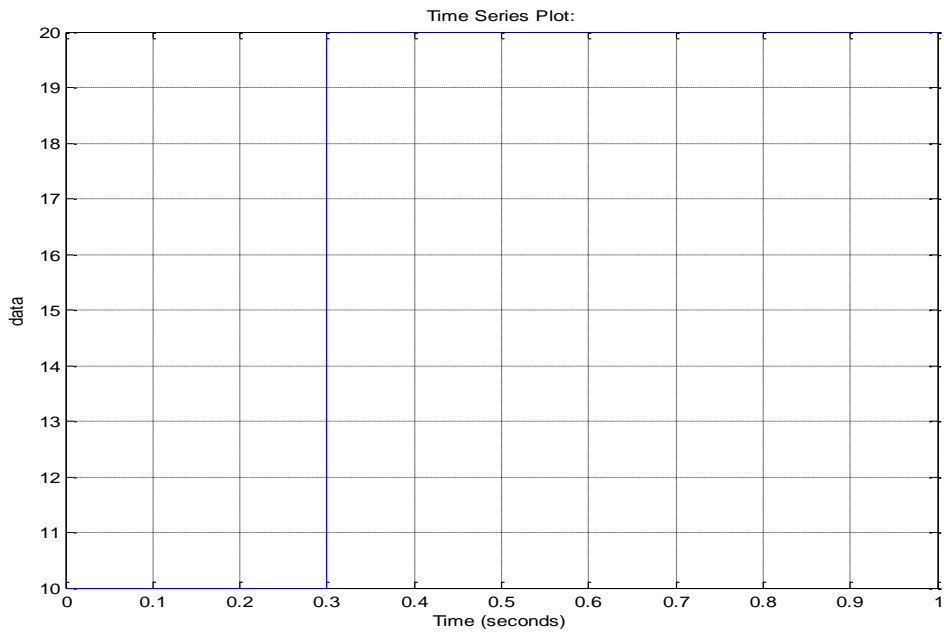


Figure I.16 : Le courant de charge I_{ch}

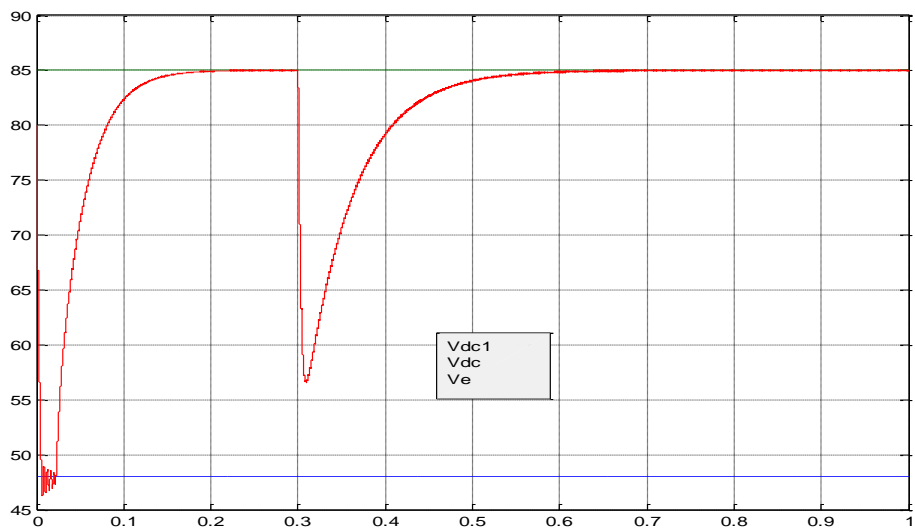


Figure I.17 : La tension d'entrée et de sortie et de référence

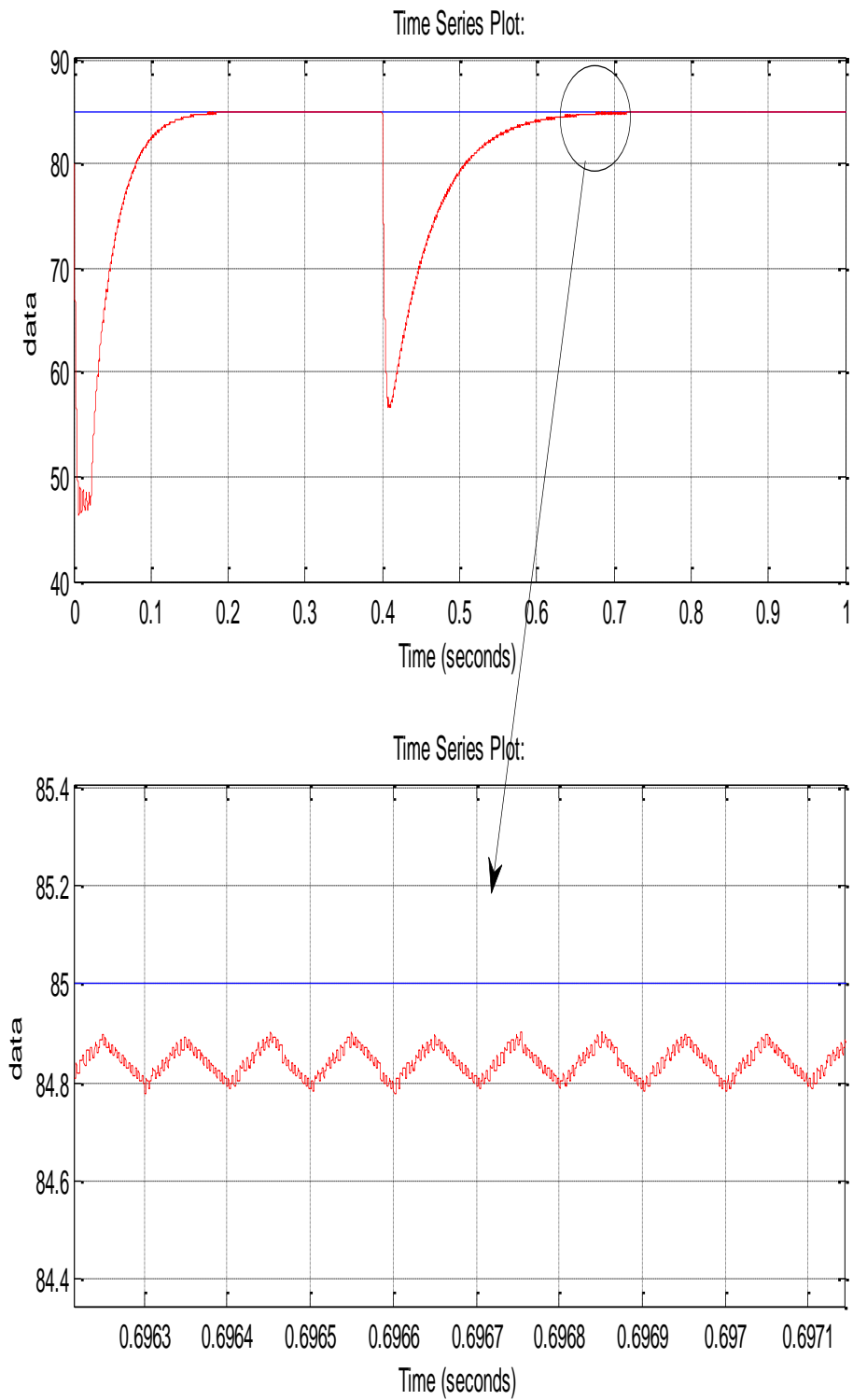


Figure I.18 : La tension de sortie et de référence.

I.10. Interprétation représentée sur les résultats de simulation :

Après le changement des valeurs de gain on remarque l'augmentation de la valeur de la tension de sortie qui est égale à la tension de référence « $V_{\text{réf}} = 85\text{V}$ » et la diminution de l'ondulation de courant. Les résultats de simulation du régulateur PI appliqué au convertisseur boost entrelacée est acceptable. La tension de sortie suit la tension de référence avec une réponse un peu retardée qui est dû aux phénomènes inductifs et capacitifs. Le régulateur PI est connu de sa simplicité et de sa fiabilité, facile à simuler et même facile à concevoir.[9]

Avec deux cas de fonctionnement correspondant avec $D=0,3$ et $D=0,4$. On a remarqué de dans les figure de tension et le courant est le même résultat avec la déférant de rapport cyclique.

Figure (I.13) présente respectivement le Courant moyenne enter les trios bras (L1, L2, L3). Principalement l'effet de l'entrelacement des courants de phase est l'annulation de l'ondulation du courant de sortie. Les résultats de la Figure I.16.

La Figure (I.11) présente respectivement La tension de sortie et de référence comme aperçu presque la même variation de la déférant temps.

I.11. Conclusion :

La topologie buck ou boost n'est pas adaptée à nos besoins de fort rapport de conversion et de haut rendement. Sa simplicité de fonctionnement et ces caractéristiques électriques la rendent adéquate à de très nombreuses applications. Son dimensionnement par rapport aux contraintes maximales en courant et en tension est sans doute son principal inconvénient[10].

La topologie buck ou boost et la topologie (buck et boost) entrelacée possède la même fonction de transfert. Autrement dit, les deux structures sont les mêmes, mais dans l'entrelacée on a ajouté n bras pour vue la différence. le rapport cyclique est le même dans chaque bras mais le temps décalé de valeur t/n .

. Tout comme pour la topologie (buck ou boost) entrelacée doit travailler avec des rapports cycliques réduisant les ondulation courant et de la tension pour permet améliorée le rendement de la conversion continu –continu [19].

CHAPITRE II :

Commande par régulateur PI

II.1. Introduction :

Tout système à régler possède un régulateur, qu'il soit analogique ou numérique. Ces régulateurs ont pour tâche de comparer, en premier lieu, une valeur de consigne avec la valeur de mesure correspondante. En second lieu, le régulateur agit sur la grandeur de commande pour rendre la valeur de mesure aussi proche que possible de la valeur de consigne.

Dans ce cas, la tension de sortie du convertisseur est comparée à une valeur de consigne et selon la charge, la température ou les variations de la tension d'entrée, la tension de sortie est maintenue à la valeur de consigne

Parmi les inconvénients d'une régulation en boucle fermée, il faut citer le fait que la précision et la fidélité de la régulation dépendent de la fidélité et de la précision sur les valeurs mesurées [11].

II.2. les régulateurs de base :

Après avoir opté pour une configuration de correction, le concepteur doit choisir le type de correcteur qui une fois les valeurs de ses éléments déterminées, répondra aux spécifications du cahier des charges. Mais même là, il existe une multitude de correcteurs disponibles.

Plus le correcteur est complexe, plus son coût est élevé, il est moins fiable, et plus difficile il est à réaliser. Le choix d'un correcteur spécifique pour une application spécifique est toujours basé sur l'expérience du concepteur, et quelquefois sur l'intuition.

Les correcteurs industriels les plus utilisés peuvent être classés, selon leurs actions de correction, 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)

La majorité de ces systèmes utilisent l'électricité ou un fluide sous pression tel que l'huile ou l'air comme source d'énergie. Ils sont également classés en fonction du type d'énergie utilisée dans l'opération (pneumatique, hydraulique, ou électrique) et choisis selon la nature du système à

commander (ou à asservir) et selon les conditions d'opération (Considérations de sécurité, de coût, de fiabilité, de précision, de poids, et de dimension) [12].

II.2.1. Correcteur à action proportionnelle P :

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

$$U(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) \quad (\text{II.1})$$

C'est-à-dire : (p)

$$\varepsilon(p) = k_p \quad (\text{II.2})$$

Avec K_p : appelé « gain proportionnel »

Quelques soient le mécanisme et la source d'énergie utilisés, le correcteur proportionnel est essentiellement un amplificateur à gain variable. Son schéma fonctionne

II.2.2. Effet de correcteur P :

L'action proportionnelle P crée un signal de commande $u(t)$ proportionnel au signal d'erreur $\varepsilon(t)$. Elle agit donc principalement sur le gain du système asservi et permet d'améliorer notablement la précision. L'action proportionnelle entraîne une augmentation du gain, d'où une diminution de l'erreur statique (amélioration de la précision) mais, augmente la bande passante du système, ce qui améliore la rapidité du système et, augmente l'instabilité du système.

II.2.3. Correcteur à action proportionnelle I :

Le correcteur proportionnel P n'est généralement pas utilisé seul. On verra que tout correcteur possède au moins l'action proportionnelle Correcteur à action intégrale I .

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

Ou encore :

$$u(t) = k_i \int \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.3})$$

C'est-à-dire :

$$u(t)/\varepsilon(t) = k_i = T_i \cdot p \quad (\text{II.4})$$

Avec K_i appelé « gain intégral », T_i appelé « constante de temps d'intégration » Son schéma fonctionnel est celui de la (figure II.4)

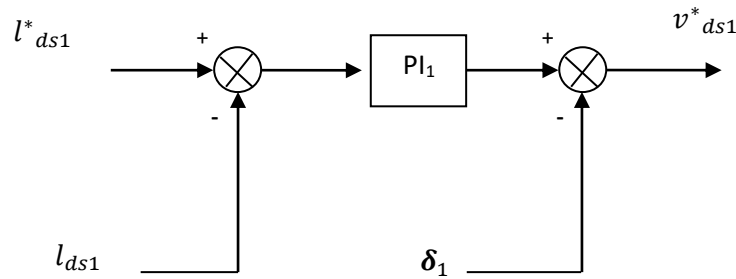


Figure II.1 : Schéma block de correction d'un régulateur PI

II.2.4. Effet de correcteur I :

L'intérêt principal de ce correcteur est d'ajouter dans la chaîne de commande une intégration. Nous savons que la présence d'une intégration dans la FTBO augmente la classe du système et réduit ou annule, selon le type d'entrée, l'erreur statique du système.

L'action intégrale pure améliore la précision en réduisant ou annulant l'erreur statique, mais introduit un déphasage de -90° qui risque de déstabiliser le système (diminution de la marge de phase) [13].

II.3. Correcteur à action proportionnelle PI :

Le correcteur à action exclusivement Intégrale n'est pratiquement jamais utilisé, en raison de sa lenteur et de son effet déstabilisant. Il est en général, associé au correcteur proportionnel correcteur à action proportionnelle et intégrale

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

$$u(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_i \int \varepsilon(t) \cdot dt \quad (\text{II.5})$$

C'est-à-dire :

$$\frac{U(p)}{\varepsilon(t)} = k_p + \frac{k_i}{p} = \frac{k_p}{p} \left(p + \frac{k_i}{k_p} \right) \quad (\text{II.6})$$

Ou encore,

$$\frac{U(p)}{\varepsilon(t)} = k_p \left(1 + \frac{k_i}{p \cdot k_p} \right) = k_p \left(1 + \frac{k_i}{p \cdot T_n} \right) \quad (\text{II.7})$$

Avec

$$T_i = \frac{1}{K_i} \quad (\text{II.8})$$

Avec : $T_i = 1/K_i$ « constante de temps d'intégrations »

$T_n = K_p/K_i$ « dosage de corrélation d'intégrale »

II.3.1. Effet de correcteur PI :

Le correcteur PI assure une transmission instantanée du signal d'erreur ε , suivi d'une intégration de ce signal.

Ce correcteur sera utilisé chaque fois qu'une erreur permanente doit être annulée ou minimisée, c'est à dire une amélioration de la précision du système. En effet, il introduit une augmentation du gain global du système aux basses fréquences.

K_p et K_i sont tous deux réglables. K_i a juste l'action intégrale, tandis que K_p affecte à la fois les actions intégrale et proportionnelle.

II.3.2. La commande (PI) :

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. Soit $V_{ref}(t)$ le signal de référence (la consigne) et $V(t)$ le signal de sortie du système à Controller.

a) Action proportionnelle :

k_i est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

k_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

b) Action intégrale : L'action intégrale réagit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

II.4. Application d'une commande PI :

La régulation de la tension continue est assurée par un commande de type PI. Ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence.

Le figure (II.2) ci-dessous représente un model Simulink d'une commande PI « PI régulateur subsystem ».

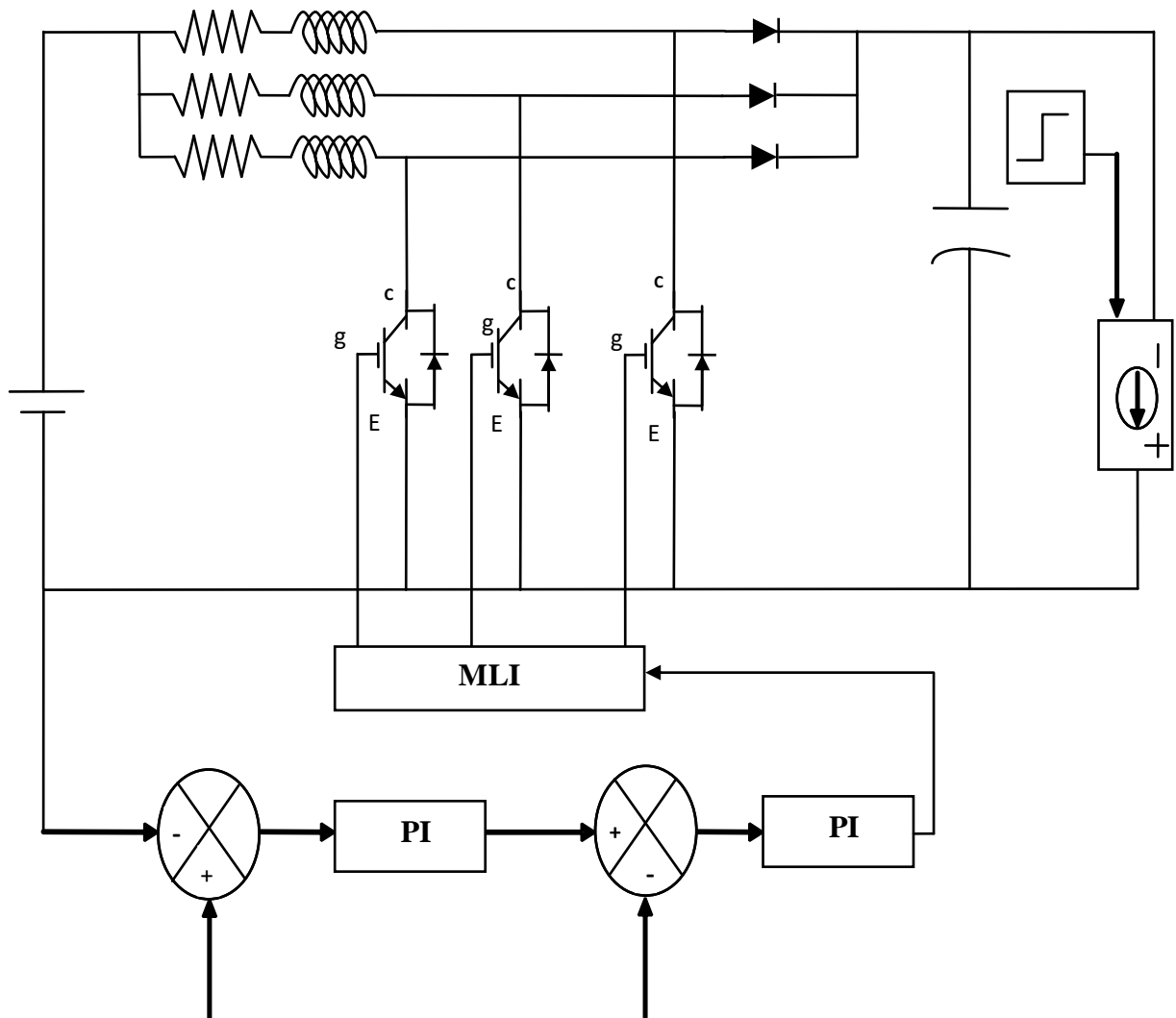


Figure II.2 : schéma block de la commande d'un hacheur boost entrelacée par régulateur PI

Nous avons présenté dans ce chapitre, dans un premier temps, une méthode générale de modélisation d'un hacheur boost entrelacée. Ensuite on a présenté des généralités sur la commande du hacheur et les régulateurs de base et leurs effet sur la chaine de commande, ainsi on a présenté la théorie de commande PI. Dans le chapitre qui suit nous allons présenter une simulation de cette commande appliquée à un hacheur boost et interpréter les résultats obtenus.

II.5. Commande par modulation de largeur d'impulsions

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : pulse width modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuit à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états discrets pendant des durées bien choisies, on peut obtenir en moyenne sur une certaine durée n'importe quelle valeur intermédiaire. Le principe donc est de générer un signal logique (valant 0 ou 1), à fréquence fixe mais dont le rapport cyclique est contrôlé numériquement. La moyenne du signal de sortie est égale au rapport cyclique.

Dans le cas de la commande MLI, on fait varier l'état des interrupteurs à une cadence qui ne dépend pas de la manière dont évoluent les grandeurs relatives aux systèmes interconnectés par le convertisseur électronique de puissance, cette cadence étant fixée essentiellement en fonction de la vitesse de commutation des interrupteurs.

Comme toute commutation revient à modifier le potentiel d'une borne d'accès du système à caractère de source de courant en la connectant d'une borne à une autre du système à caractère de source de tension, la commande par modulation en largeur d'impulsions ou commande MLI consiste à choisir une fréquence de commutation pour les interrupteurs et à fixer à l'intérieur de la période de commutation les intervalles de conduction des interrupteurs connectées à une borne de la « source de courant » en fonction d'un signal de référence qui correspond au potentiel souhaité pour cette borne.

Sous forme analogique ce type de commande est réalisé en comparant le signal de référence avec une ou plusieurs porteuses triangulaires (ou en dent de scie) dont la fréquence correspond à la cadence à laquelle on veut faire varier l'état des interrupteurs.

Sous forme numérique ce type de commande est réalisé en fixant à l'aide de « *timers* » les intervalles de conduction des différents interrupteurs sur chaque période ou chaque demi-période de modulation.

Mais d'autres lois de commande sont possibles : on peut par exemple générer la séquence de commande des interrupteurs de manière à imposer les courants aux bornes d'accès du système à caractère de source de tension [20, 21].

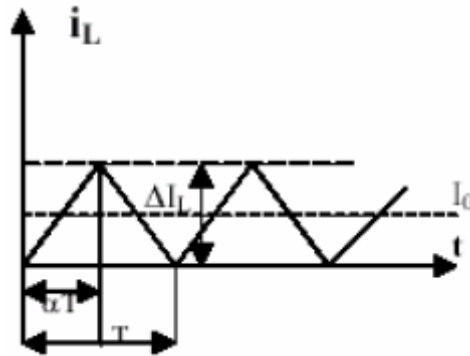


Figure II.3 : Courant d'inductance en mode critique.

II.5.1. Simulation et interprétation des résultats :

Dans ce chapitre, on présentera une simulation d'un hacheur boost adapté par une commande PI. Ce système comprend un convertisseur boost entrelacée avec une commande PI. Toutes les opérations de simulation sont faites par le logiciel MATLAB /Simulink.

Nous admettons que tous les composants sont parfaits (application des hypothèses simplificatrices, négligence des pertes et des phénomènes de commutation), donc le convertisseur DC-DC à un fonctionnement presque idéal [14].

II.5.2. Application d'une commande en boucle ouverte :

Cette commande appliquée sur le convertisseur a pour but de voir la tension de sortie du convertisseur lors de la variation de rapport cyclique D.

Les valeurs numériques des paramètres du convertisseur sont regroupées dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs
Tension d'entrée V_{in} [V]	48
L [mH]	1e-3
C [mF]	1100e-6
R [Ohm]	0.1
Fréquence de commutation [Khz]	10

Tableau II.1 : Les paramètres de simulation

II.5.3. Présentation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation montrent que la tension de sortie V_{dc} varie en fonction de la valeur de rapport cyclique D . Ce chapitre nous a permis de développer les Résultats obtenus en simulation ont montré que les différentes techniques de commande étudiées.

En effet, et pour la commande PI, nous avons constaté que l'architecture la plus simple à mettre en œuvre était de réguler le courant sur un trois bras, car cette technique ne nécessite l'utilisation de deux correcteurs PI [15].

Cependant du point de vue de la réponse dynamique et de la stabilité et des variations de la puissance de la charge, les lois de commande décrites en offrent de meilleurs résultats. Néanmoins, la régulation du courant sur chaque bras nécessite N capteurs de courant Un compromis entre la simplicité de la mise en œuvre et les performances s'impose donc.

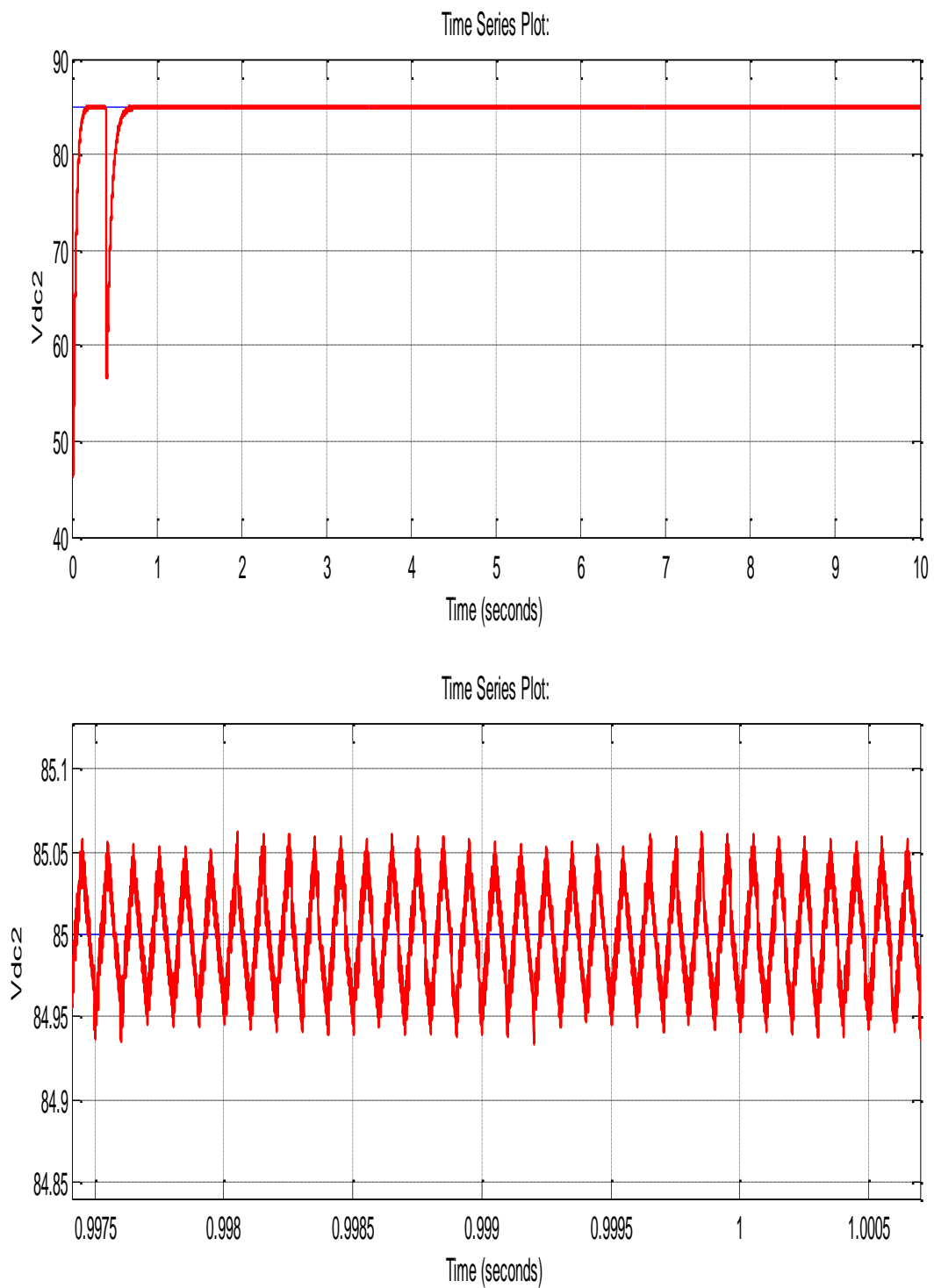


Figure II.4 : Tension de sortie $V_c(v)$ en fonction de temps et le zoom

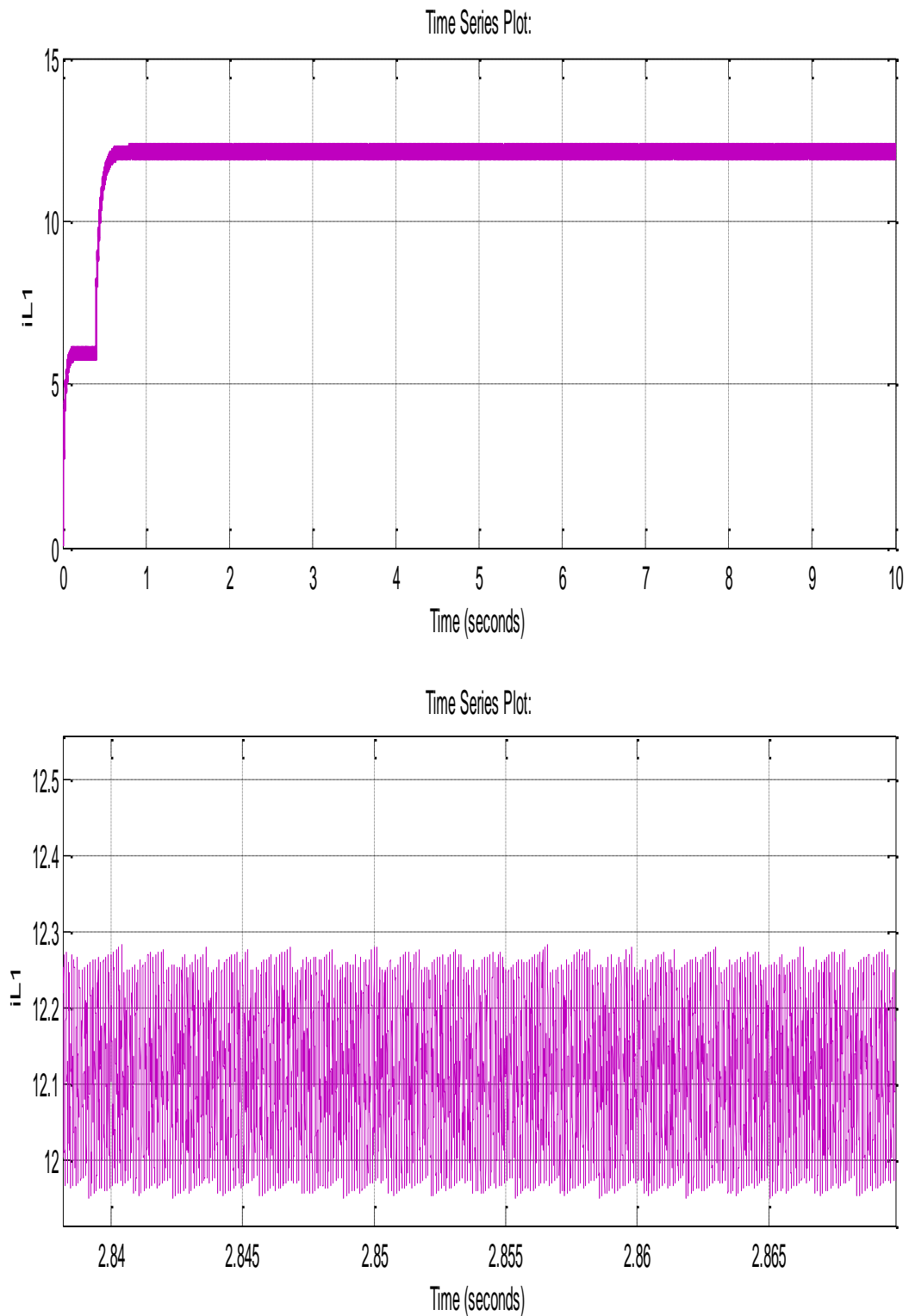


Figure II.5 : Courant d'un seul bras i_L en fonction de temps avec zoom.

Pour une tension d'entrée $V_{in} = 48 \text{ V}$ la tension de sortie sera comme suit :

- Pour $D = 0.5$

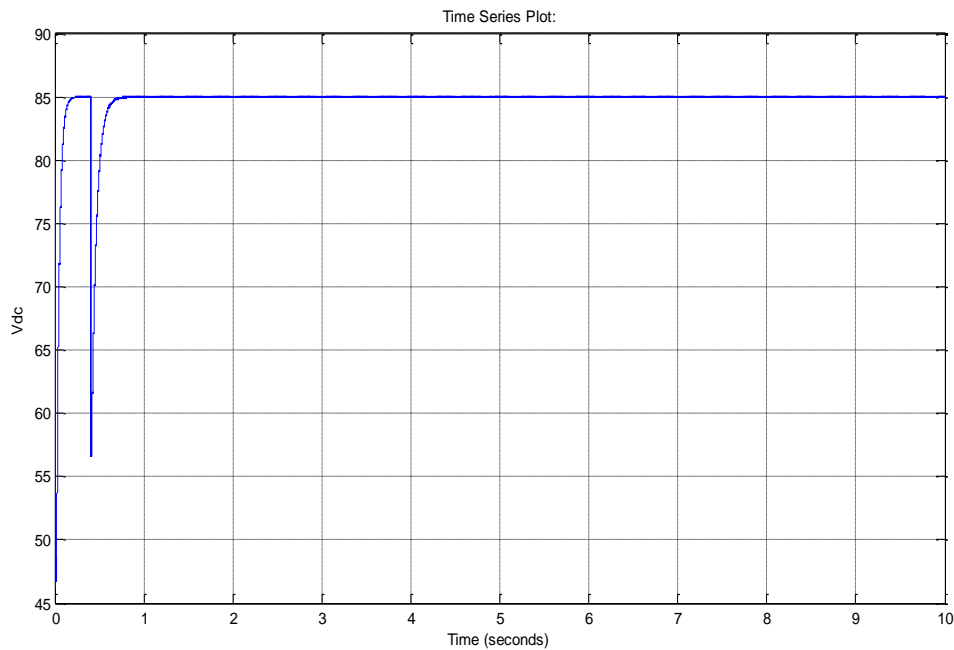


Figure II.6 : La tension sortie en fonction de temps

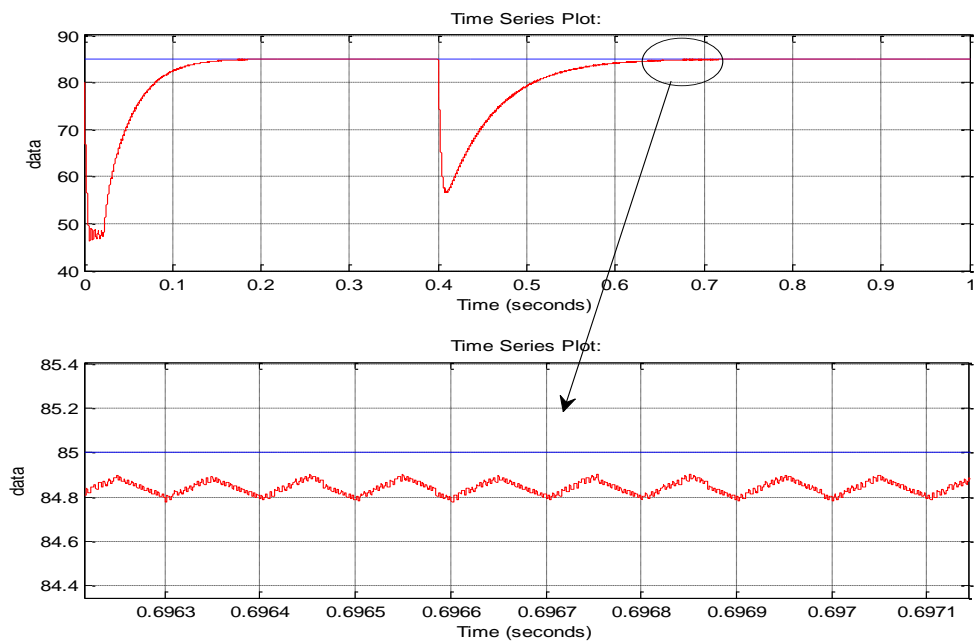


Figure II.7 : La tension de sortie et référence

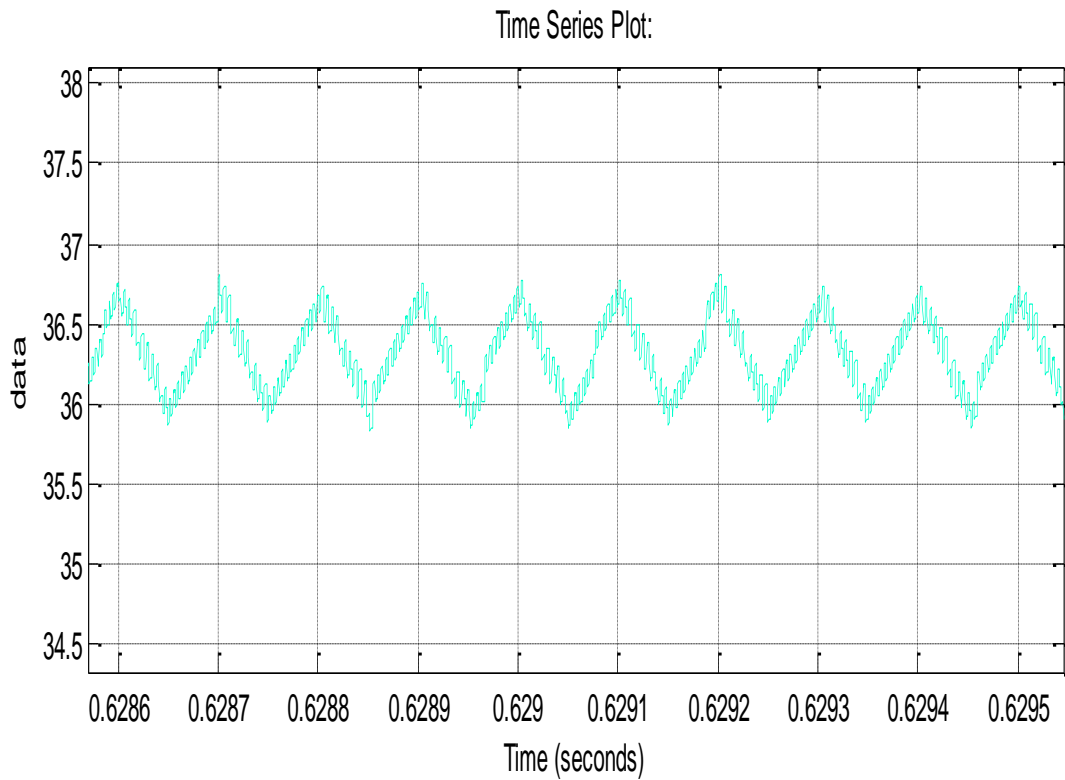
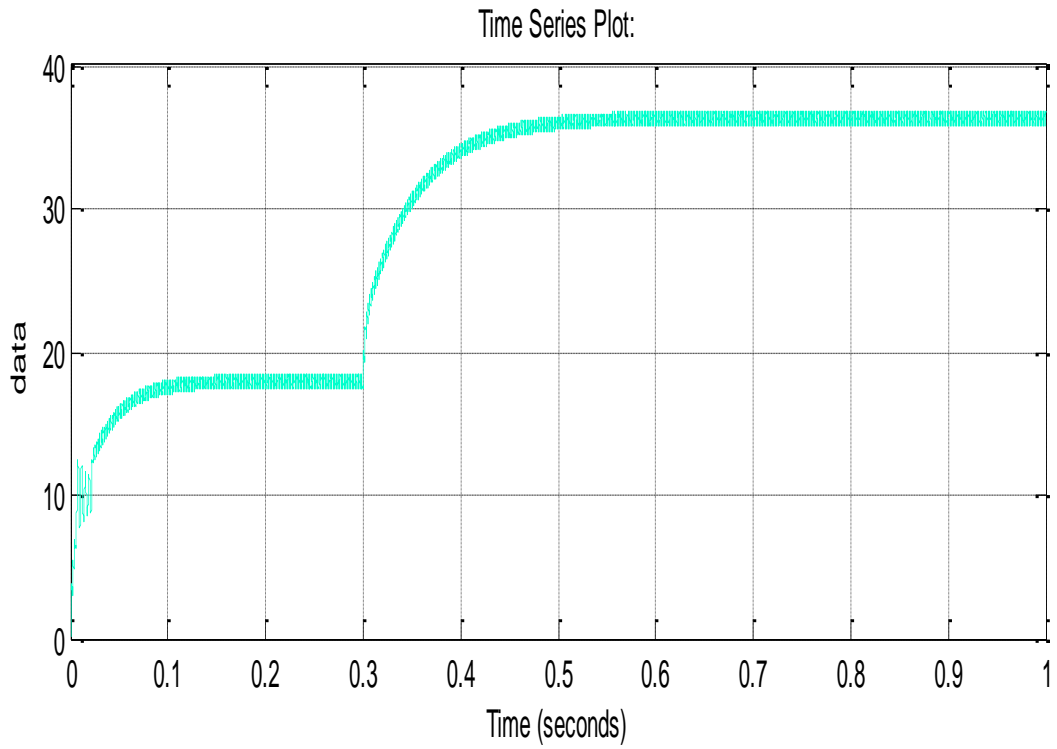


Figure II.8 : Courant d'entrée ie en fonction de temps .

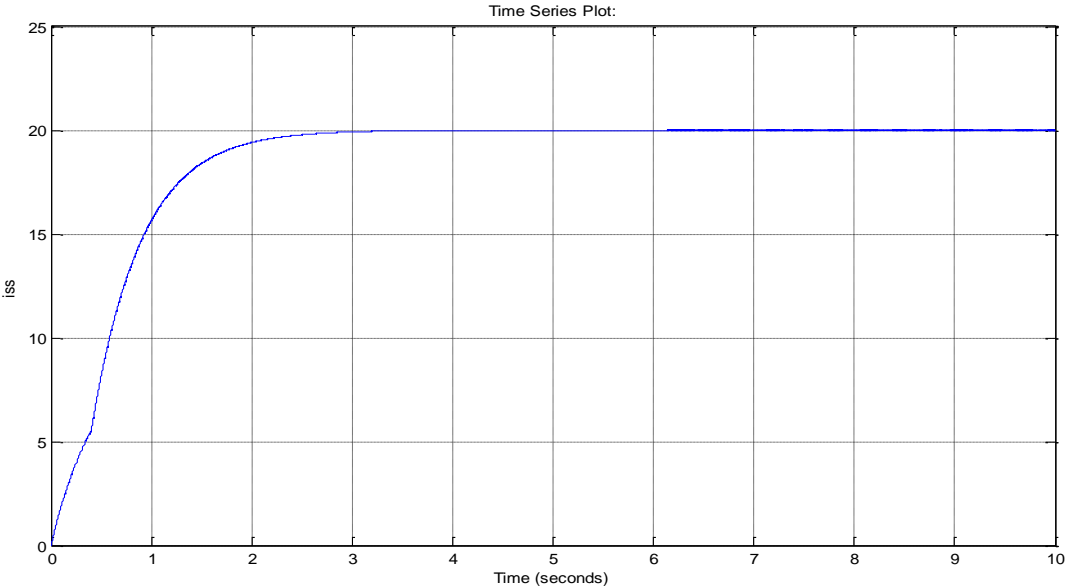
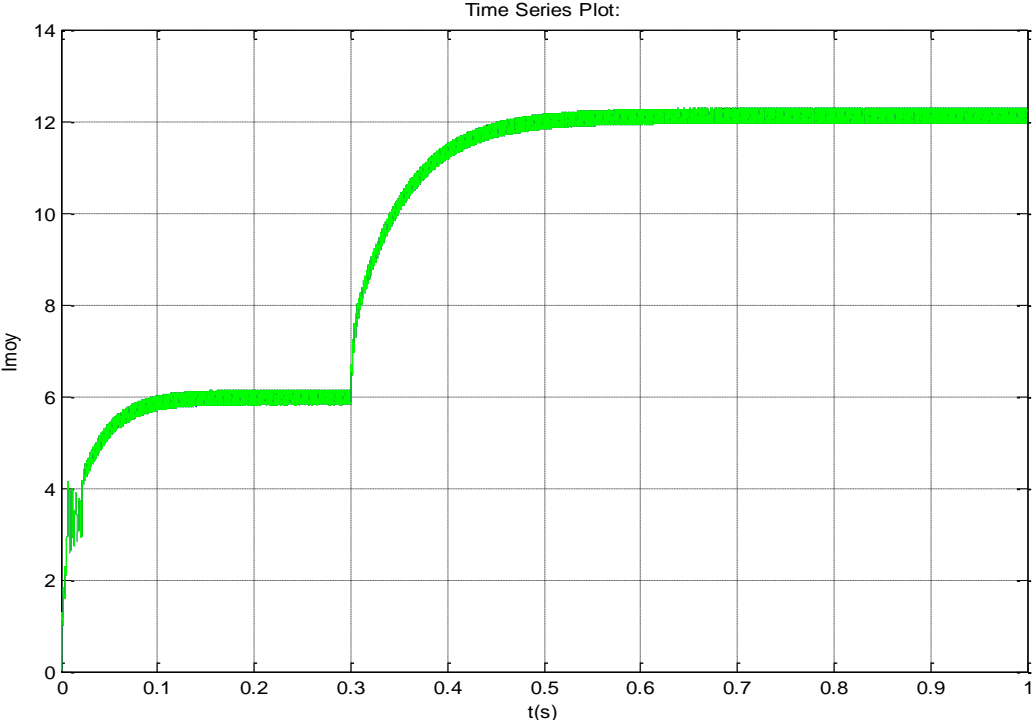


Figure II.9 : Le courant la sortie de nœud.

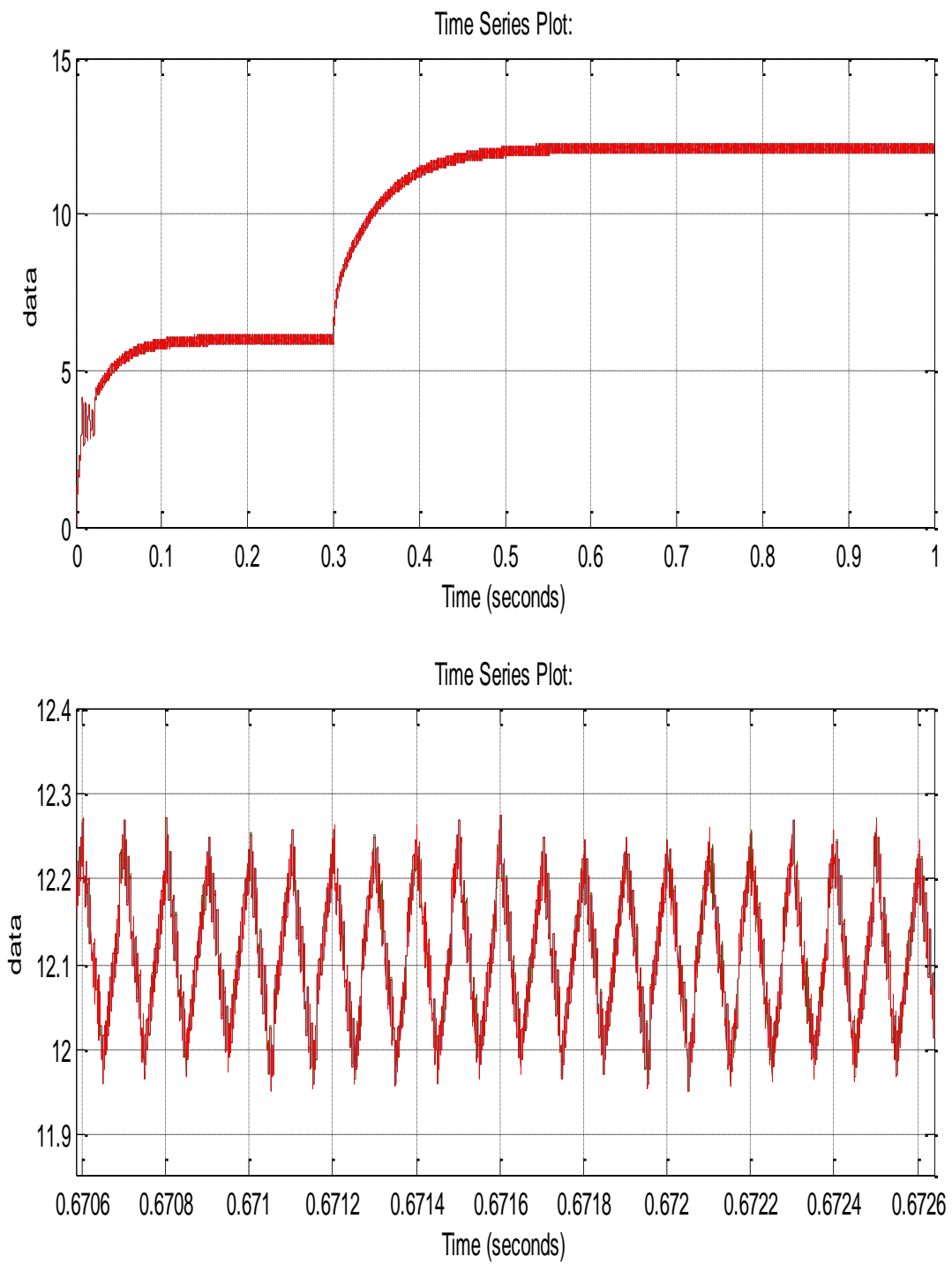


Figure II.10 : Le courant moyen en fonction de temps

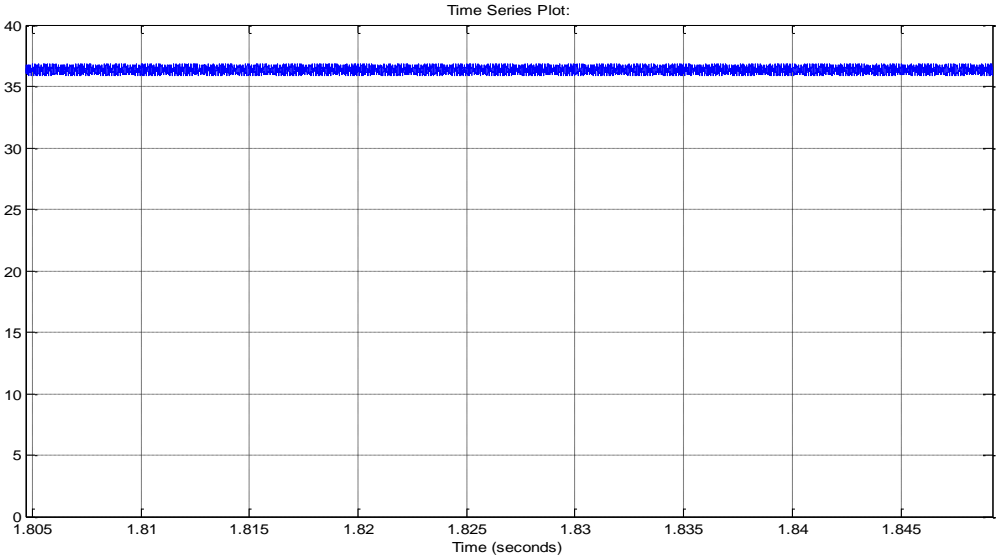
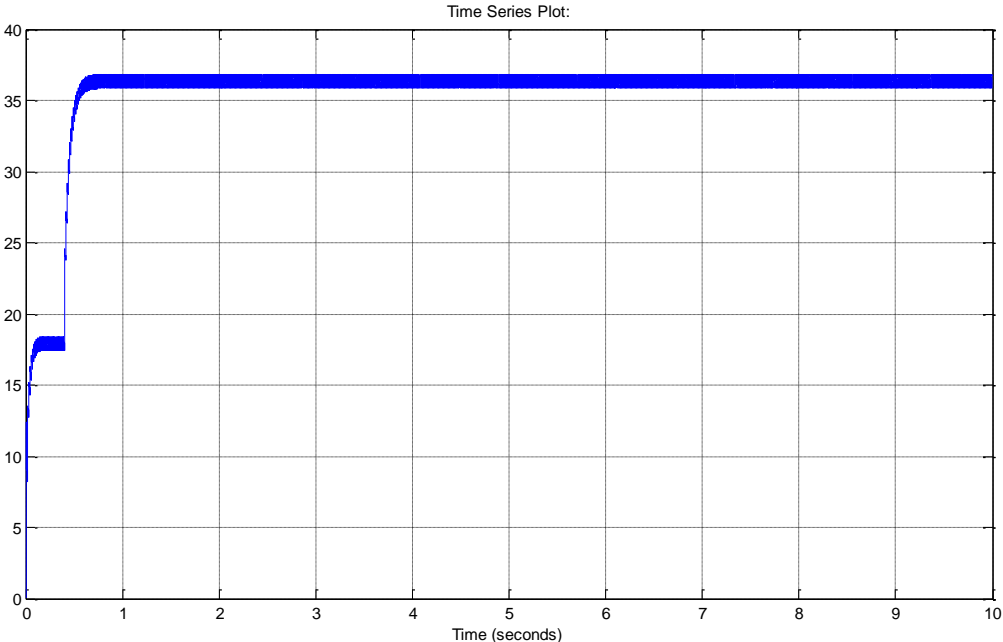


Figure II.11 : Le courant d'entrée et lui zoom

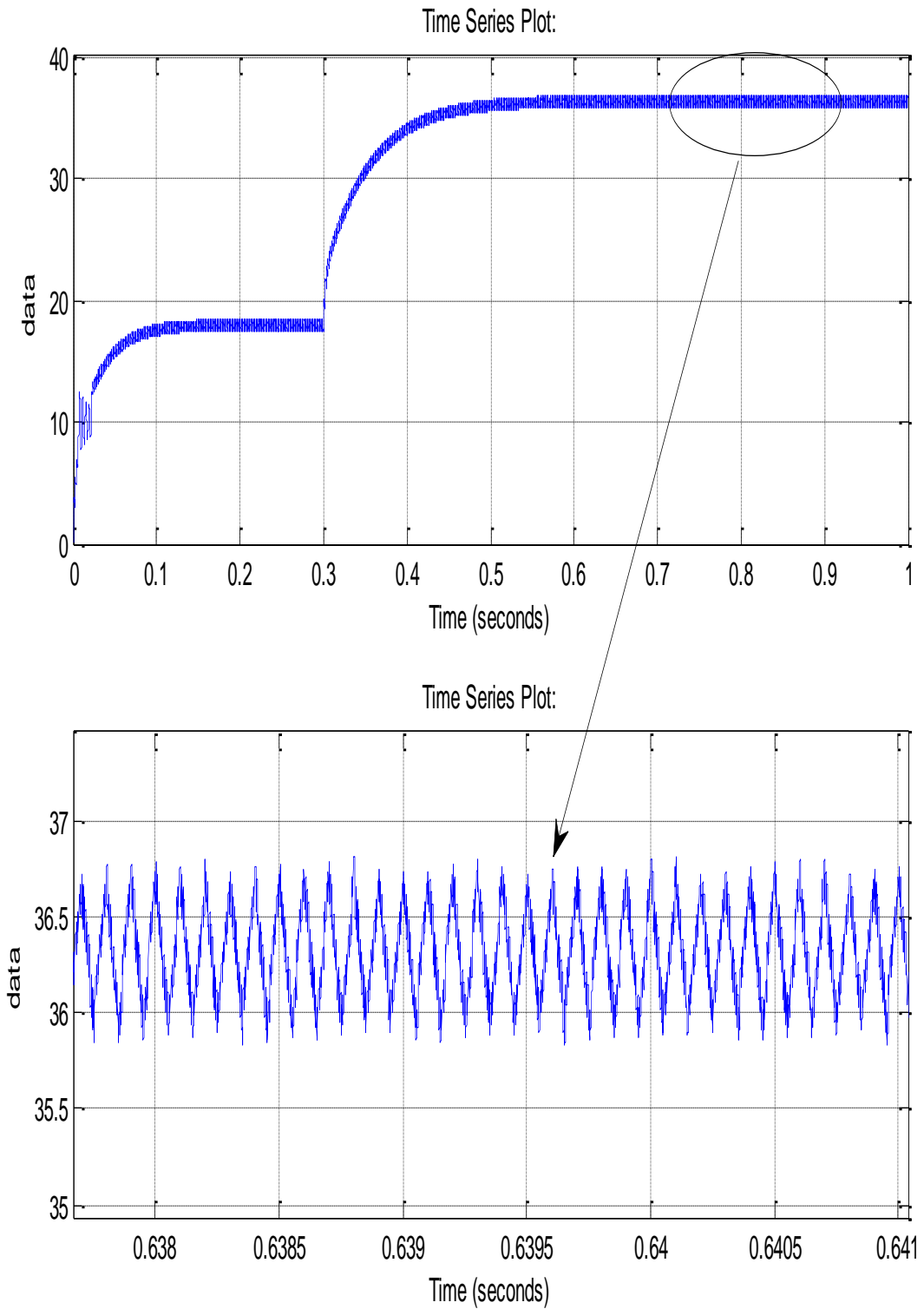


Figure II.12 : Le courant dans chaque bras .

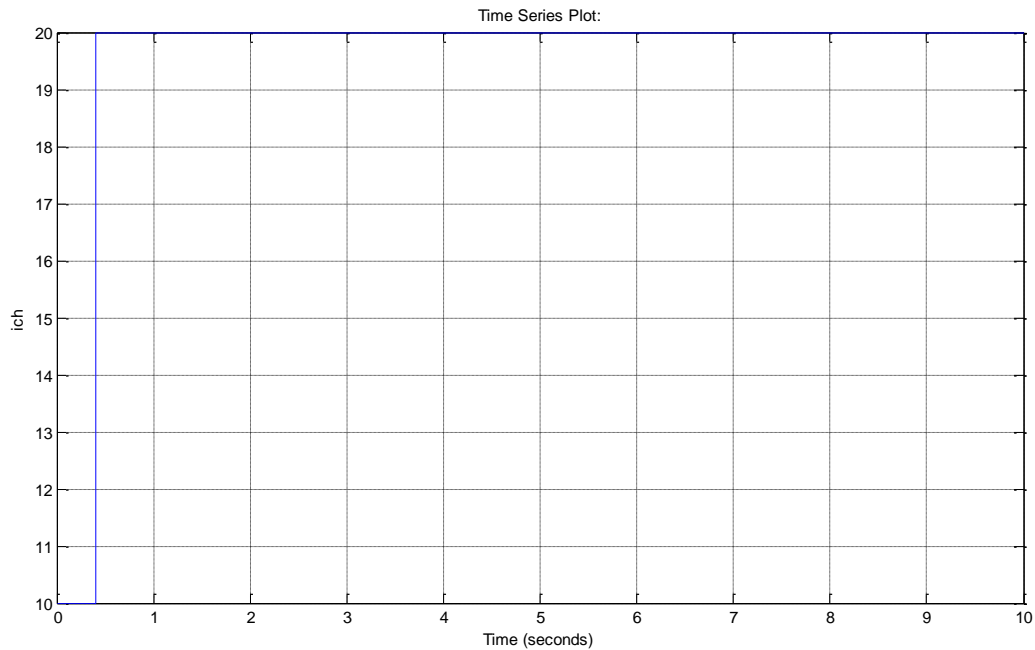


Figure II.13 : Le courant de charge I_{ch}

II.6. Interprétation des résultats :

On remarque diminuer les ondulations au niveau de la tension et du courant du à la commutation des interrupteurs et les paramètres des composants du système

Un autre effet de l'entrelacement des courants de phase est l'annulation de l'ondulation du courant de sortie.

Les résultats de (la Figure II 7) . Figure II 8. et dans la figure II.9) le courant dans chaque bras avec l'amplitude de phase et la période est minimisé, dans ce cas on a définie a bon résultats par rapport le courant d'entrée vu dans la figure II.10 et le courant de charge généralement stricte sans Ondulation (la figure II.11).

Tension de sortie =85V Pour minimiser les ondulations de tension après l'étude on comparés par la tension de sortie (la figure II.3.) par rapport la tension de référence presque le même phase et le amplitude et on vu chute dans la valeur de rapport cyclique ($D=0.3, D=0.4$) c'est le temps qui injectée la charge et après retour a légalité de référence.

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre l'idée générale sur la commande (intégrateur proportionnel) et leur modélisation et le tableaux de paramètre enfin nous avons présenté le tableaux de paramètre et les composant de schéma Blok de simulation avec les résultats de la commande PI appliquée à un hacheur boost entrelacée[15].

Les principales performances obtenues par l'entrelacement des trois phase en parallèle sont la réduction de l'ondulation du courant total et la réduction de la capacité de sortie.

La méthode d'entrelacement la plus utilisée consiste à associer de leur propre inductance.

L'inconvénient majeur de cette méthode est l'existence de très fortes ondulations de courant dans chaque bras. Il est possible de réduire ces ondulations dérivée des inductances propres à chaque phase a été présentée.

Avec un modèle des réluctances, nous avons comparé les deux topologies : inductances et capacités.

CHAPITRE III :
Commande par Backstepping avec
action intégrale

III.1. Introduction :

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. L'application de la technique du backstepping est limitée à certaines classes de systèmes. La backstepping est une technique permettant de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante [14].

III.2. Méthodes de Lyapunov :

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander, La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée[15] .

III.2.1. Première méthode de Lyapunov :

Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global.

III.2.2. Deuxième méthode de Lyapunov :

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système .

III.2.3. Système de premier ordre :

Soit le système :

$$\begin{cases} \dot{x} = \varphi(x)\theta + u \\ y = x \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

La conception du « backstepping » permet d'adopter la fonction stabilisante suivante tel que y est l'entrée de référence.

On définit l'erreur z par l'expression :

$$z = x - y \quad (\text{III.2})$$

Ce qui donne sa dérivée suivant :

$$\dot{z} = \dot{x} - \dot{y} \quad (\text{III.3})$$

La fonction de Lyapunov adoptée est la suivante :

$$V = \frac{1}{2}z^2 \quad (\text{III.4})$$

et sa dérivée le long de la trajectoire donne :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= z\dot{z} \\ &= z(x' - \dot{y}) \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

III.3. Application à la commande du hacheur BOOST entrelacé :

Étude à la commande des hacheurs entrelacés par la technique de Backstepping.

On a Appliqué la fonction de Lyapunov sur les équations d'un hacheur boost entrelacé :

L équation de courant :

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} &= V_e - (1 - D_1)V_s - r_{L1}I_{L1} \\ L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} &= V_e - (1 - D_2)V_s - r_{L2}I_{L2} \\ L_3 \frac{di_{L3}(t)}{dt} &= V_e - (1 - D_3)V_s - r_{L3}I_{L3} \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

L équation de tension :

$$\frac{dV_s(t)}{dt} = \frac{(-I_{ch} + (1-D_1)I_{L1} + (1-D_2)I_{L2} + (1-D_3)I_{L3})}{C} \quad (\text{III.7})$$

III.3.1. Sous système 1 :

Dans sous –système le courant instantané I_{sc} est considérée comme variable de commande et la tension V_{dc} comme variable de sortie est :

$$\frac{dV_s(t)}{dt} = \frac{(-I_{ch} + (1-D_1)I_{L1} + (1-D_2)I_{L2} + (1-D_3)I_{L3})}{C} \quad (\text{III.8})$$

III.3.2. Sous système 2 :

L'équation qui décrit ce sous-système est :

$$\begin{aligned} 3 L_1 \frac{di_{sc}(t)}{dt} &= 3 V_e - 3(1 - D_1)V_s - 3r_{L1}I_{L1} \\ L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} &= V_e - (1 - D_2)V_s - r_{L2}I_{L2} \\ L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} &= V_e - (1 - D_3)V_s - r_{L3}I_{L3} \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

$$D_1=D_2=D_3$$

III.4. Régulateur de la tension continue :

Le variable d'erreur z_{vdc} est définie par :

$$z_{vdc} = v_{dc}^* - v_{dc} + K \int_0^t (v_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (III.10)$$

ce qui donne sa dérivée suivent :

$$\dot{z}_{vdc} = \dot{v}_{dc}^* - \frac{(-I_{ch} + (1-D_1)I_{L1} + (1-D_2)I_{L2} + (1-D_3)I_{L3})}{C} + K \cdot (v_{dc}^* - v_{dc}) \quad (III.11)$$

La fonction de lyapunov

$$V = \frac{1}{2} z_{vdc}^2 \quad (III.12)$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V} = z_{vdc} \dot{z}_{vdc} \quad (III.13)$$

$$V = z_{vdc} \left[\dot{v}_{dc}^* - \frac{(-I_{ch} + (1-D_1)I_{L1} + (1-D_2)I_{L2} + (1-D_3)I_{L3})}{C} + K \cdot (v_{dc}^* - v_{dc}) \right] \quad (III.14)$$

$$V = z_{vdc} \left[\dot{v}_{dc}^* - \frac{(-I_{ch} + I_{sc})}{C} + K \cdot (v_{dc}^* - v_{dc}) \right] \quad (III.15)$$

La solution dans ce cas se traduit par :

$$V = 0$$

Alor :

$$z_{vdc} = 0$$

Ou :

$$v_{dc}^* + \frac{(I_{ch} - I_{sc})}{c} + K_{Vdc}(\dot{v}_{dc}^* - \dot{v}_{dc}) = -K(v_{dc}^* - v_{dc}) - K \int_0^t (v_{dc}^* - v_{dc}) dt \quad (III.16)$$

$$I_{sc}^* = (2 * K(v_{dc}^* - v_{dc}) + K \int_0^t (v_{dc}^* - v_{dc}) dt) - \dot{v}_{dc}^* * c + v_{dc}^* * c + I_{ch} \quad (III.17)$$

Donc :

$$v_{dc}^* + \frac{I_{ch}}{c} + K_{Vdc}(\dot{v}_{dc}^* - \dot{v}_{dc}) = \frac{I_{sc}^*}{c} \quad (III.18)$$

Après la démonstration le courant de nœud est :

$$I_{sc}^* = (2 * K(v_{dc}^* - v_{dc}) + K \int_0^t (v_{dc}^* - v_{dc}) dt) - \dot{v}_{dc}^* * c + v_{dc}^* * c + I_{ch} \quad (III.19)$$

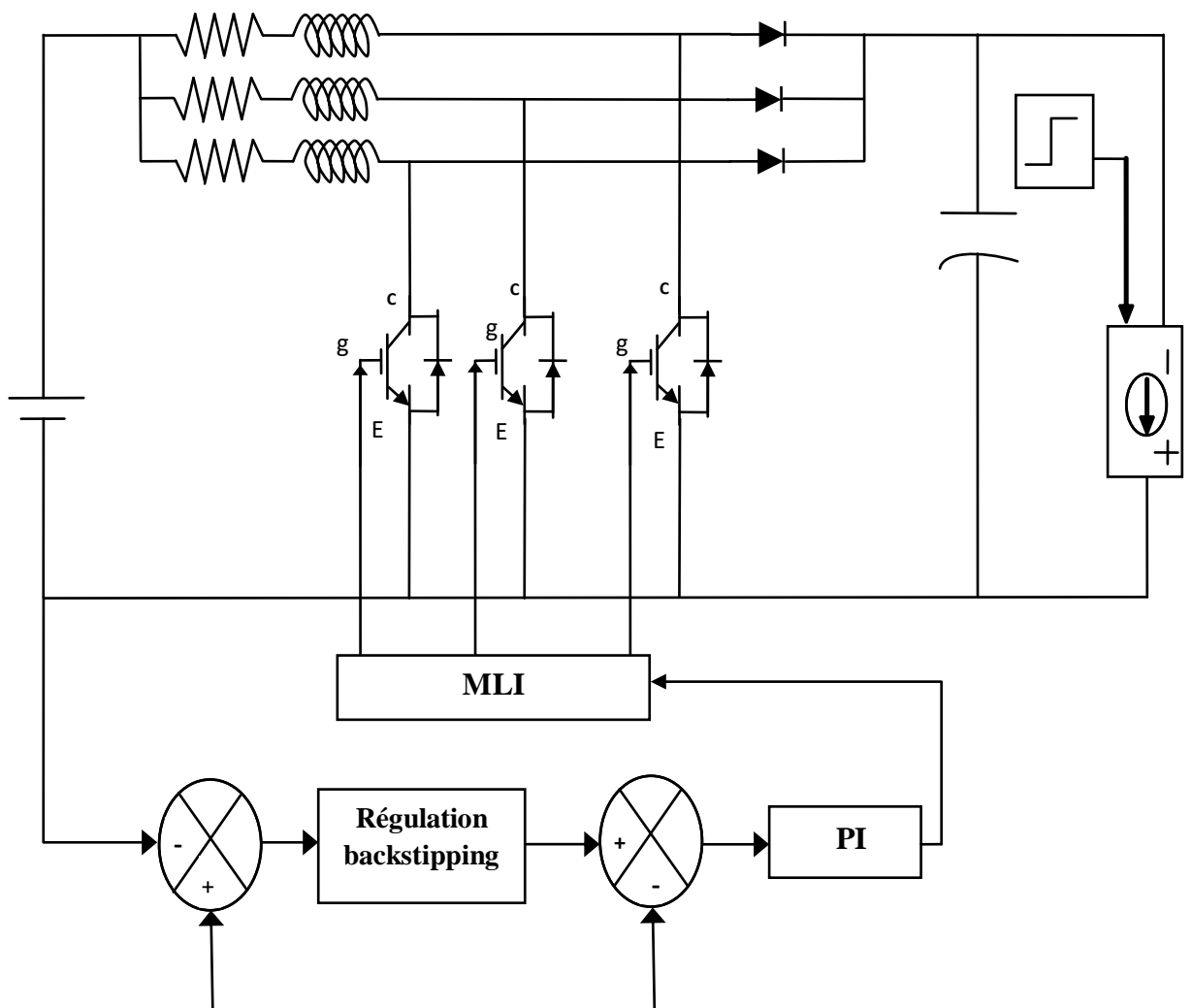
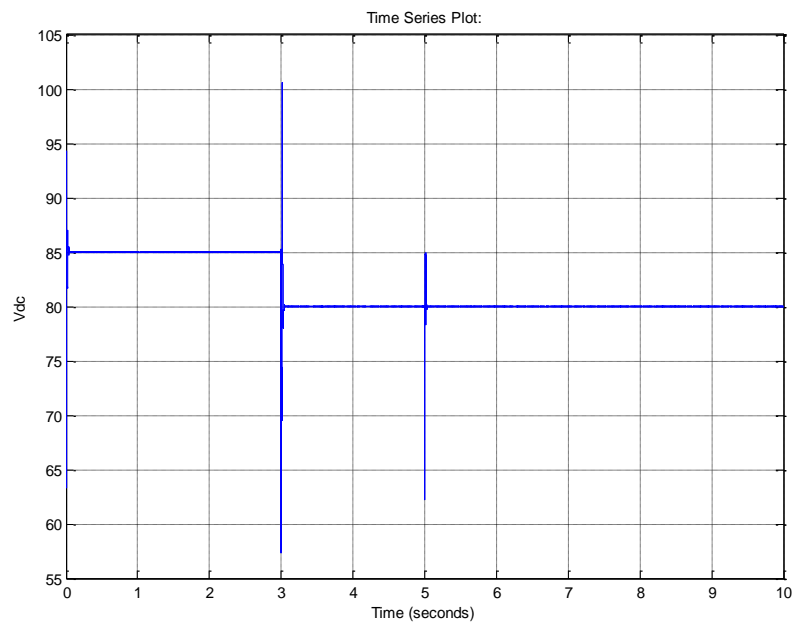


Figure III.1 : schéma de block de Régulateur Backstepping avec action intégrale .

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure suivante :



2

Figure III.2 : la tension de sortie en fonction de temps

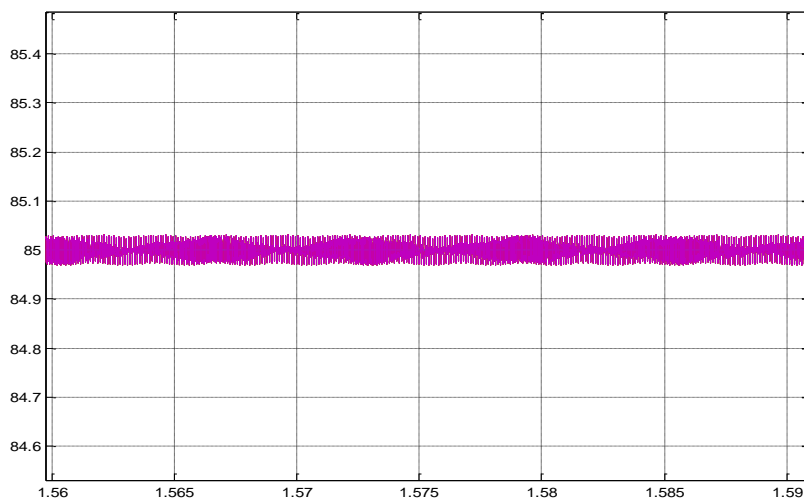


Figure III.3 : la tension de référence en fonction de temps avec zone .

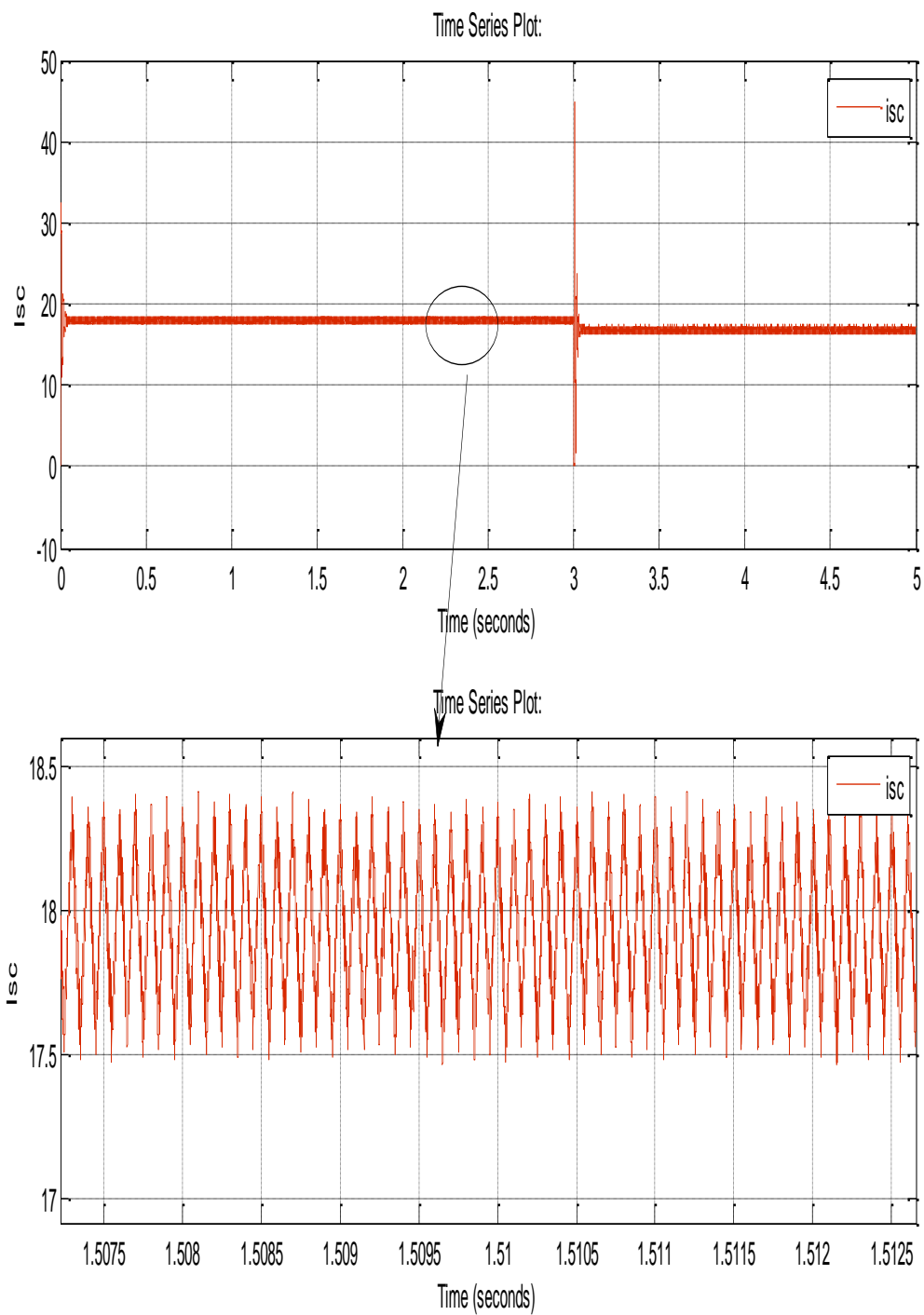


Figure III.4 : le courant de sortie en fonction de temps

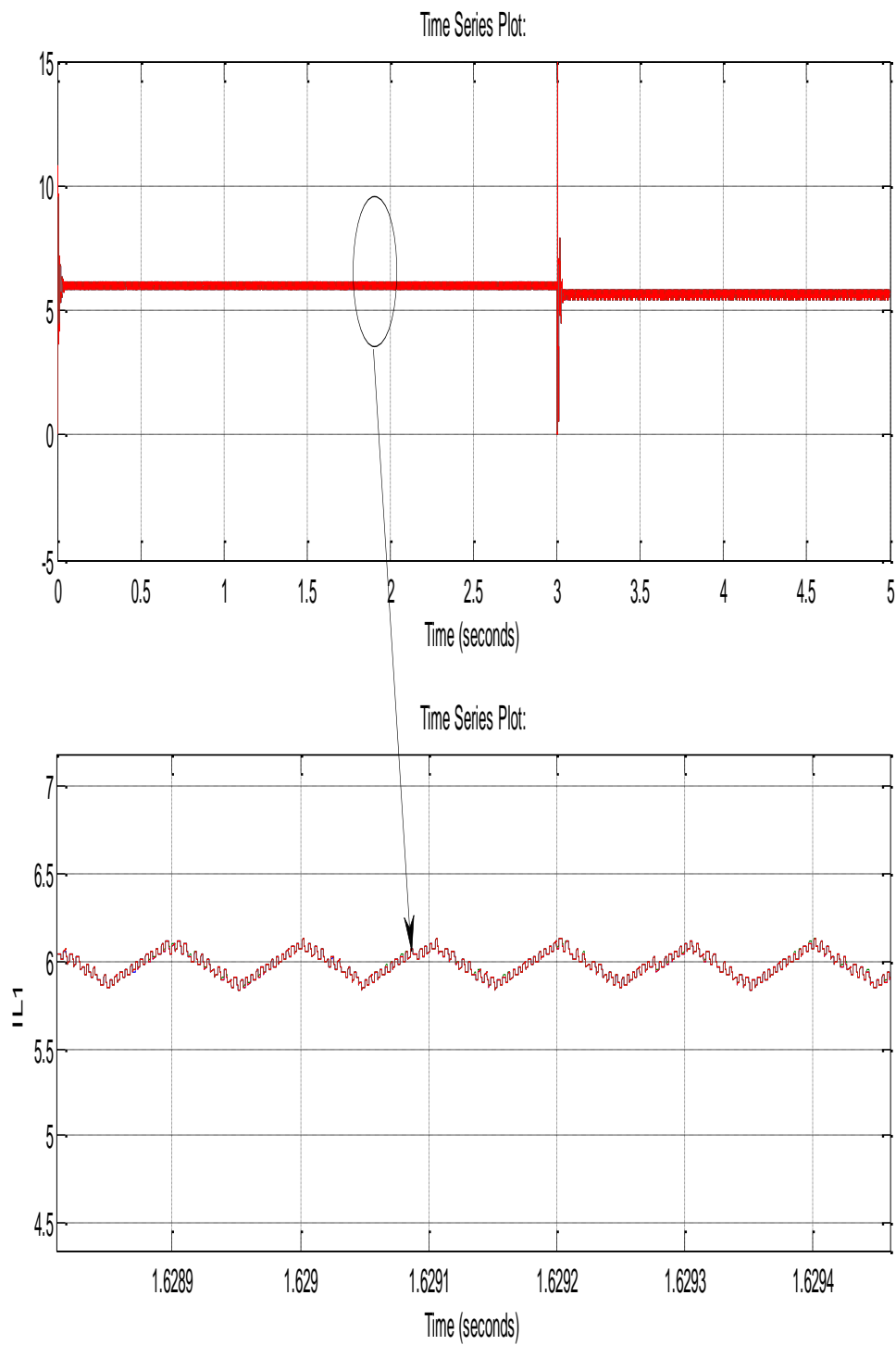


Figure III.5 : le courant dans chaque bras en fonction de temps .

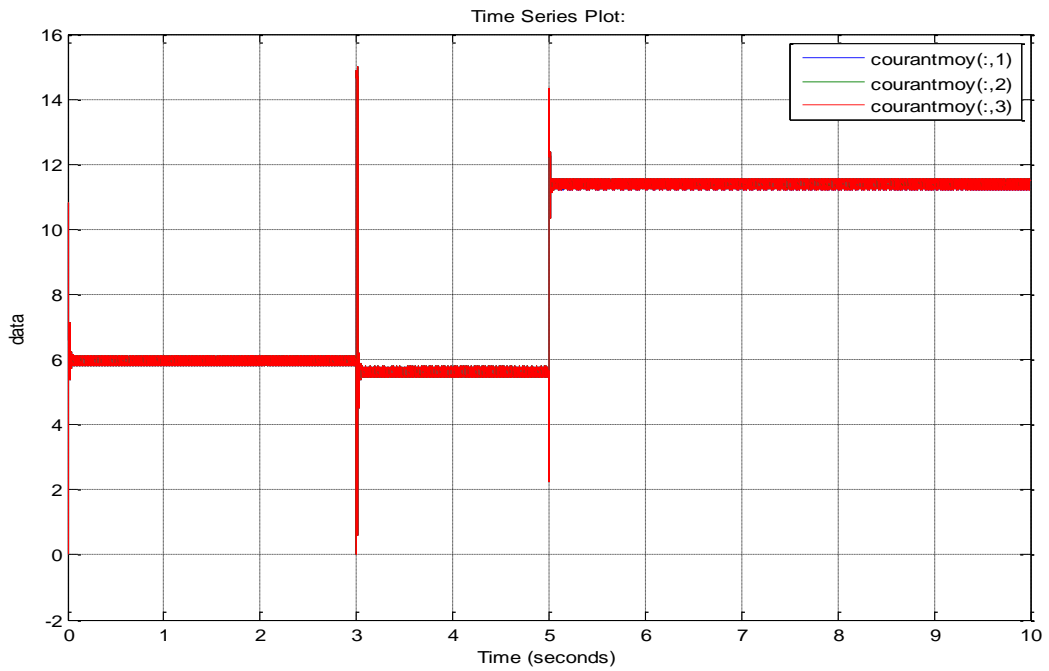


Figure III.6 : Les trois courant sont identifié sur chaque bras .

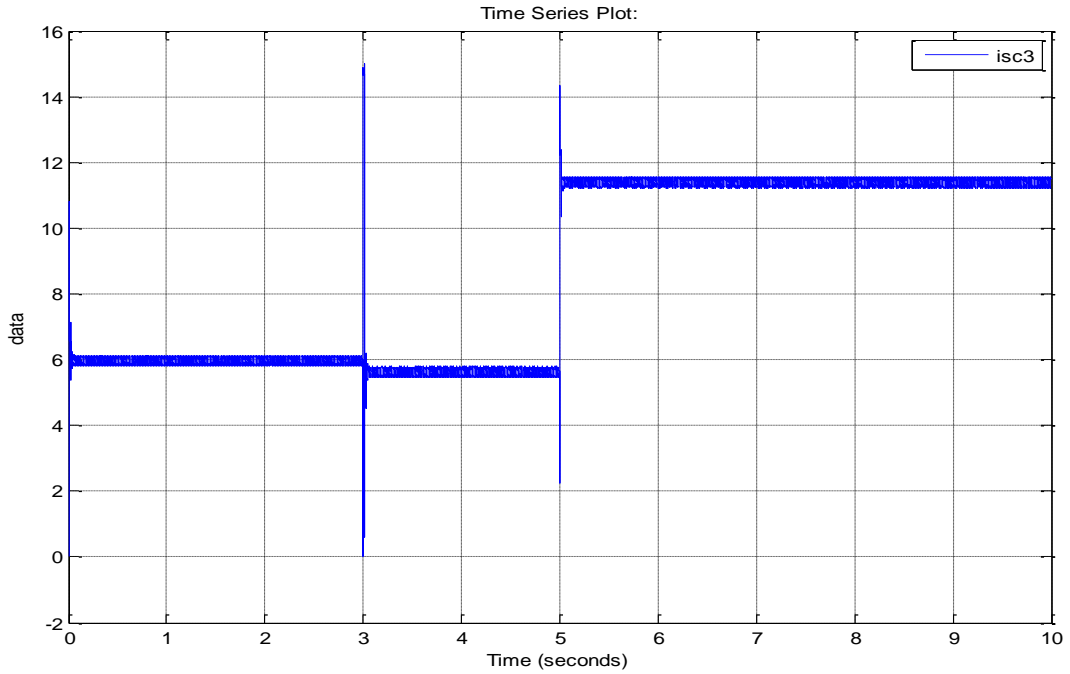


Figure III.7: le courant de sortie en fonction de temps .

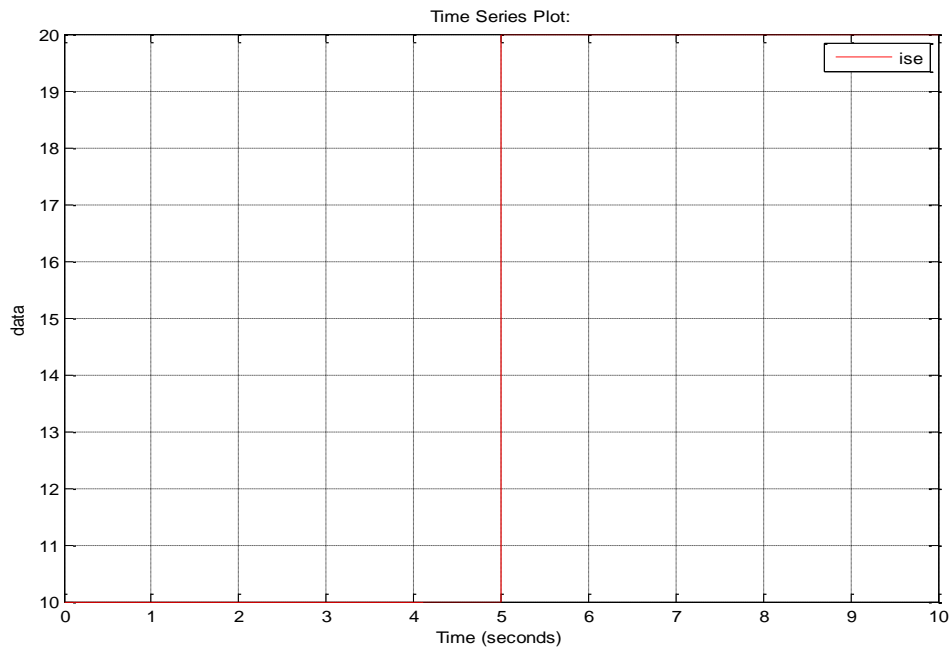


Figure III.8 : Le courant de charge I_{ch}

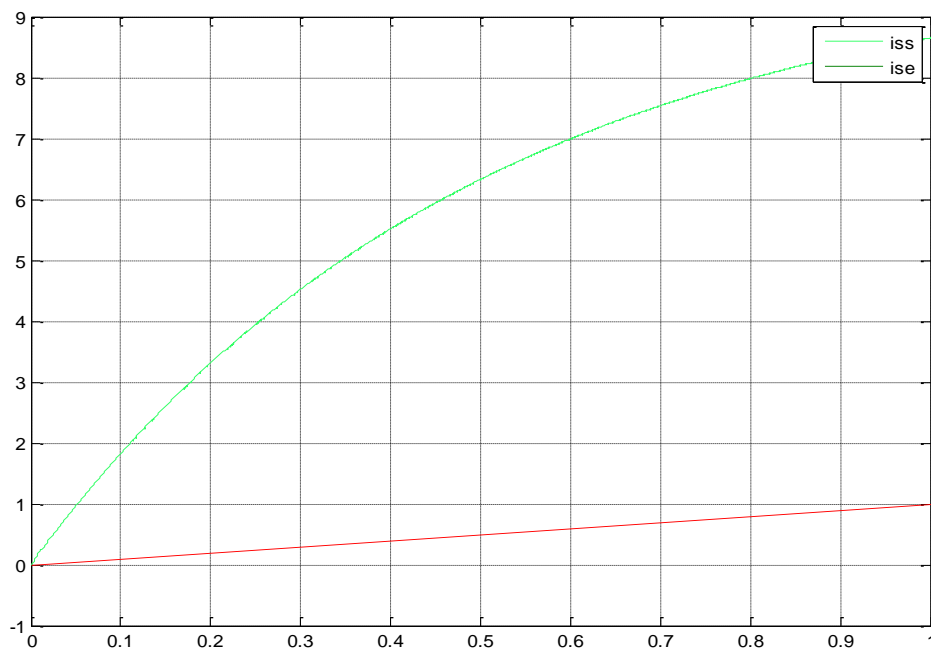
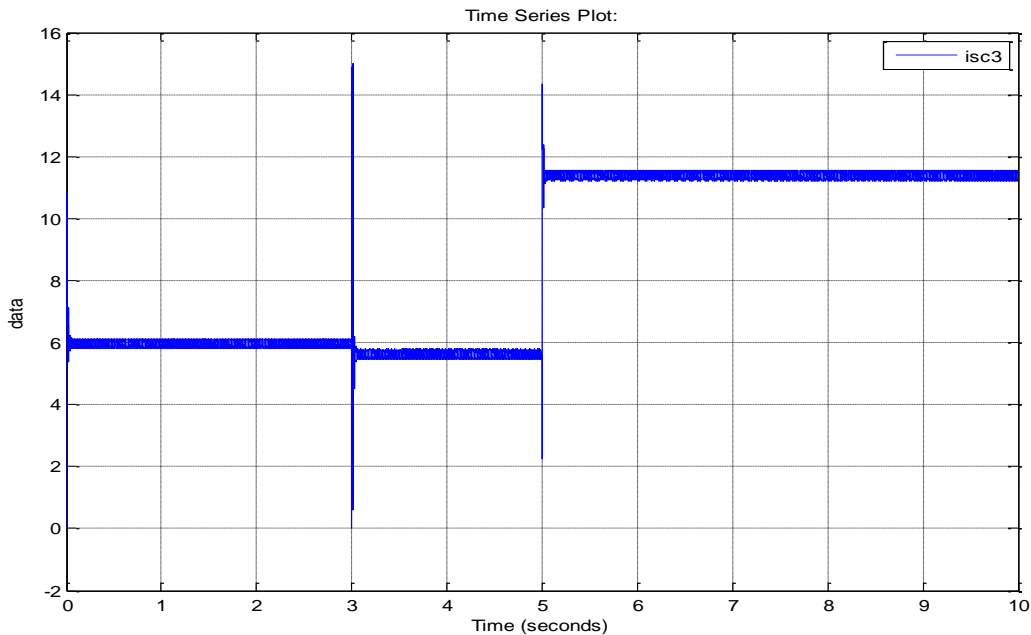


Figure III.9 : Le courant de sortie avec zoom

- le temps déferant :



FigureIII.10 : la tension de sortie par un temps déferant .

III.5. Interprétation des résultats :

Dans les Figures (III.9 et III.10) On remarqué diminué les ondulations au niveau de du courant.

Dans la Figure (III.9) On remarqué diminué les ondulations au niveau du courant et dans la figure III.9 le courant dans chaque bras avec l'amplitude de phase et la période est minimisé, dans ce cas on à définie a bon resulta par rapport le courant d'entrée vu dans la figure II.10 et le courant de charge génialement stricte sans ondulation la figure II.1 .

Tension de sortie =85V Pour minimiser les ondulations de tension on va augmenter la valeur de capacité et de l'inductance.

Après l'étude on comparés pare la tension de sortie la figure II.3.par rapport la tension de référence presque le même phase et le amplitude soon vu chute dans la valeur de rapport cyclique ($D=0.3, D=0.4$) c'est le temps qui injectée la charge et après retour a legalité de référence .

III.6. Conclusion :

Une commande non linéaire par Backstepping avec action intégrale pour convertisseur boost entrelacée un a été présentée dans ce chapitre Avec cette commande, la qualité des performances en régimes statique et dynamique est assurée. La Backstepping est renforcée grâce aux termes intégraux ajoutés dans la conception de la loi de Backstepping. Les résultats illustrent la robustesse des algorithmes de commande devant les variations paramétriques et une perturbation de couple de charge nominal.

Conclusion Générale :

Le travail qu'on a présenté porte sur l'analyse et commande d'un convertisseur DC-DC (buck et boost) entrelacé adapté par une commande PI assurant une réponse rapide et précise avec la commande backstepping.

Dans un premier chapitre, on a présenté les différents types des convertisseurs DC-DC, Comme le hacheur dévolteur, le hacheur survolteur et le hacheur mixte (dévolteur-survolteur), et leurs principe de fonctionnement.

Nous avons étudié, dans un deuxième chapitre la modélisation du convertisseur buck et boost entrelacé. Ensuite, on a donné des généralités sur la commande du hacheur et les différents régulateurs de base, ainsi, la commande PI appliquée sur le convertisseur.

enfin, on a présenté la simulation en boucle ouverte et en boucle fermée de ce convertisseur et l'interprétation des résultats obtenus.

Dans la troisième chapitre on appliqué la commande backstepping avec action intégrale et en vu les avantage de la commande backstepping sur la variation des courants et de tensions .

D'après les résultats de la simulation obtenus, on conclut que :

- Les performances de la technique de commande utilisée dont on a remarqué la réduction de l'ondulation de courant .
- Le convertisseur DC-DC enterlacé et la commande ont effectués correctement leurs rôles. Ces résultats, forts intéressants, montrent que l'utilisation d'une commande permet d'améliorer, d'une manière considérable, le rendement.

Le contrôle PI devient de plus en plus populaire en raison de sa capacité de maintenir le point de consigne exact. Le contrôle de backstepping est plus adapté et très précisée et développée par rapport la commande PI.

Référence

Référence

- [1] A. Fayssal, « *Etude et réalisation d'un onduleur à résonance pour l'utilisation pour le chauffage par induction* », Mémoire de Master, Université Ferhat Abbas de Sétif, Septembre 2012.
- [2] Magister en Electrotechnique Option : Commande Electrique par : NETTARI Yakoub Thème Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC
- [3] Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique Par : SAIDI FATIHA HAMOUCHE KHAWLA Intitulé Année universitaire : 2016/ 2017 FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE Implémentation d'un régulateur de type trois pour convertisseur DC-DC sur DSP.
- [4] K. Ben Saad, A. Sahbani and M. Benrejeb; Sliding Mode Control and Fuzzy Sliding Mode Control for DC-DC Converters ; Research unit LARA ; Tunisia ; 2011.
- [5] M. BERROUBI Abdennoure Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost intégrés dans un système photovoltaïque
- [6] Achour Abderraouf « analyse et commande d'un hacheur buck-boost » mémoire de master Université Mohamed Khider de Biskra
- [7] Projet de Fin d'Etude pour l'obtention du diplôme de Master Académicien Présenté par : CHOUIKHI Wassila Faiza Intitulé : Réalisation d'une commande buck-boost pour PV.
- [8] D. Guilbert, S.M. Collura, A. Scipioni, « DC/DC converter topologies for electrolyzers: State-of-the-art and remaining key issues »,
- [9] Convertisseurs DC-DC buck entrelacés candidats pour électrolyseurs : état de l'art et perspectives Vittorio GUIDA, Damien GUILBERT, Angel SCIPIONI, Bruno DOUINE Université de Lorraine, GREEN
- [10] THÈSE Pour obtenir le grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE Spécialité : Micro et Nano Electronique Arrêté ministériel : 7 août 2006 Présentée par « Sahar GHANDOUR »
- [11] Master SEE 2013 M. O. Younsi Bâtiment 1er cycle - Boulevard des Aiguillettes France.
- [12] M. Le Bolloch, « Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiphasés à inductances couplées.
- [13] article Mohamed Amine BEN BRAHIM#1, Afef ABDELKRIM#2#L.A.R.A Automatique, Etude d'un régulateur PID à action intégrale floue de systèmes dynamiques Université Tunis El Manar Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis
- [14] : Professeur A. Rufer, P. Barrade « Cours d'électronique, de puissance Conversion DC/DC » école polytechnique fédérale de Lausanne.
- [15] Thèse de Magister Présentée par : DJELLALI EL HOSSYEN Thème: Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode de Glissement (Application pour le Module Energie de Bord des Microsatellites).

Référence

[16]MAGISTER Option : Automatique Par ABDERREZEK Hadjer THEME Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS -SETIF-1

[17] Pour l'obtention du diplôme de Doctorat es sciences Par Mme Laarem GUESSAS
Thème Backstepping Backstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques.

[18] : Henri Foch « Méthodes d'étude des convertisseurs statiques», Technique de l'ingénieur, traité génie électrique.

[19]:DJELLALIELHOSSYENThèmeCommandedes Convertisseurs DC-DC par Mode de Glissement (Application pour le Module Energie de Bord des Microsatellites)) Thèse de Magister Présentée par

[20] CLÉMENT DÉPATURE : commandes par inversion d'un véhicule à pile à combustible et supercondensateurs thèse du doctorat en génie électrique. L'UNIVERSITÉ DE LILLE 1