



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Electrotechnique  
Commande Electrique

Réf. : /

---

Présenté et soutenu par :  
Nadjia Med Hossam Eddine Taha & Laiadi Abd El Karim

Le : dimanche 19 juin 2022

## commande d'un convertisseur DC-DC entrelacé

---

### Jury :

Md	Laala widad	MCB	Université de Biskra	Président
Md	khelili Fatiha	MCA	Université de Biskra	Rapporteur
Md	Hadri Amel	Pr	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2021-2022



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

## MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Filière : Electrotechnique  
Commande Electrique

Réf. : /

---

# Commande d'un convertisseur DC-DC entrelacé

Le : .....

**Présenté par :**

**Nadjia Med Hossam Eddine Taha**

**Laiadi Abd El Karim**

**Avis favorable de l'encadreur :**

**khelili Fatiha**

*signature*

**Signature Avis favorable du Président du Jury**

**Laala widad**

*Signature*

**Cachet et signature**



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

## MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Filière : Electrotechnique  
Commande Electrique

Réf. : /

### RESUMES (Français et Arabe et Anglais)

**Mots clés :** convertisseur entrelacée, modélisation, régulateur PI, convertisseur boost.

في هذه الدراسة سنقدم نمذجة محول التعزيز ، ودعم التشابك والتحكم في محول DC-DC المتشابك مع دراسة نظرية. حيث اعتمدنا على المعادلات الرياضية لتجسيده و محاكاته على برنامج ماطلاب. بعد ذلك، قمنا باختيار منظم PI، في حالتنا، وتحديد رقمه هذا المنظم. و الهدف من هذه الدراسة هو دعم التشابك و نمذجة وتعزيز التيار في محول boost دو الذراعين و تحصلنا على نتائج مشابهة للمحاكاة و ذات الكفاءة العالية والتموج المنخفض.

#### Résumé :

Dans cette étude, nous présenterons la modélisation du convertisseur entrelacée, le support de l'inter verrouillage et le contrôle du convertisseur DC-DC entrelacée avec une étude théorique. Nous nous sommes appuyés sur des équations mathématiques pour l'incarner et le simuler sur le programme Matlab Ensuite, nous choisissons le régulateur PI, dans notre cas, et définissons la numérisation de ce régulateur. Le but de cette étude est de soutenir l'enclenchement, la modulation et l'amélioration du courant du convertisseur boost à double bras, et nous avons obtenu des résultats similaires pour la simulation, avec un rendement élevé et une faible ondulation.

#### Summary:

In this study, we will present the modeling of the interleaved converter, the support of the interlocking and the control of the DC-DC interlocking transformer with a theoretical study. We relied on mathematical equations to embody and simulate it on the Matlab program. Then we choose the PI regulator, in our case, and define the digitization of this regulator. The aim of this study is to support the switching, modulation and current enhancement of the double-arm boost converter, and we obtained similar results for the simulation, with high efficiency and low ripple

# *Dédicaces*

*Je dédie cette mémoire ...*

*. A L'homme, mon précieux offre du dieu, qui doit ma vie, ma réussite et*

*tout mon respect :*

*mon cher père Abdelwahebe*

*A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit non*

*âmes exigences et*

*qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse : mon adorable mère*

*Massouda*

*A mes très chères sœurs Nour el Imane et Oum Kaltoume, et mes chères*

*frères Med Taher et Med el Saïd el amine, Et la partie inséparable est*

*Ahmed Mandar et son père Abdel Hakim Pour leurs encouragements*

*À toute la famille*

*Et à tous mes amis et à toutes mes connaissances, en particulier la personne*

*qui m'a accompagné tout au long de mon parcours universitaire, je vous*

*remercie tous*

*Nadjia Mohammed Hossaam Eddine Taha*

# *Dédicaces*

*A ma maman et mon papa :*

*A ceux qui ont été la raison de mon existence dans cette vie, à ceux  
qui m'ont entouré d'une abondante tendresse et de soins, et de  
beaucoup de supplications*

*À celui qui a sacrifié sa vie et son âme pour que j'atteigne ce que je  
suis maintenant.*

*A tous mes frères et sœurs, à toute l'honorable famille, à tous mes  
professeurs et mes professeurs, qui m'ont soutenu et encouragé pour  
pouvoir accomplir ce travail.*

*A tous mes amis et proches*

*Je vous dédie ce billet.*

*Laiadi Abd El Karim*

# **Remerciements**

*C'est grâce à Dieu « الله », le tout puissant qui m'a donné et  
Le courage et La volonté pour achever ce modeste mémoire  
Mes plus sincères remerciements vont à mon encadreur*

*Madame **KHELILI FATIHA***

*Pour avoir accepté de diriger ma mémoire de Mastère  
Je lui remercie vivement pour le temps qu'il a consacré pour  
Ma mémoire.*

*Merci pour vos explications, pour vos conseils et pour votre  
patience.*

*Nous adressons notre profonde gratitude à Mme **Laala Widad**  
Docteur à Université de Biskra d'avoir accepté de présider le jury de  
ce travail.*

*Nous tenons également à remercier Mr. **Hadri Amel** Docteur à  
Université de Biskra d'avoir accepté de juger ce travail*

## Sommaire :

Introduction générale :	1
Chapitre I : Étude de convertisseurs DC/DC entrelacée	3
I.1 .Introduction :	3
I.1.1 .Définition de convertisseur DC DC:	3
I.2 .Les types des convertisseurs de tension DC/DC«HACHEUR»	4
I.2.1 .Introduction :	4
I.2.2 .Convertisseur Buck entrelacé :	5
I.2.2.1 .Définition :	5
I.2.3 . Convertisseur BOOST entrelacé	7
I.2.3.1 .Définition :	7
I.2.3.2 .Fonctionnement :	7
I.2.3.3 .Mode continu :	8
I.2.3.4 .Mode non continu :	8
I.2.4 .Convertisseur Buck-Boost (abaisseur- élévateur) :	8
I.2.4.1 .Principe de fonctionnement :	8
I.3 .Les Avantages des convertisseurs DC DC :	9
I.4 .Les Inconvénients des convertisseurs DC DC :	10
I.5 . Conclusion :	11
Chapitre II : La modélisation et commande d'un convertisseur DC/Dc	12
II.1 .Introduction :	12
II.2 .Modèle mathématique du Convertisseur :	13
II.2.1 .Modèle mathématique du Convertisseur Buck :	13
II.2.2 .Modèle mathématique du Convertisseur BOOST :	15
II.2.3 .Modèle mathématique du Convertisseur Buck- BOOST :	17
II.2.4 .Modèle mathématique du Convertisseur BOOST entrelacé :	19
II.2.5 .Modèle mathématique du Convertisseur buck entrelacé :	20
II.3 .Principe de commande :	21
II.4 .Contrôle des convertisseurs DC/DC.	23
II.4.1 .Commande M.L.I. :	23
II.4.2 .Commande par Backstepping :	24
II.4.3 .Commande par régulateur pi :	24
II.4.3.1 .La Commande PI :	24

II.4.3.2 .Action proportionnelle :	25
II.4.3.3 .Action intégrale :	25
1. Précision :	25
2. Rapidité :	25
II.5 .Application d'une commande PI :	26
II.6 .Conclusion :	28
Chapitre III : Commande par régulateur pi des convertisseurs BOOST entrelacée .	29
III.1 .Introduction :	29
III.2 .Commande linaire du convertisseur Boost entrelacé à deux bras :	30
III.2.1 .Méthode basée sur le modèle instantané du convertisseur boost entrelacé :	30
III.2.2 .Résultats de la simulation :	32
III.3 .Partie de simulation :	33
III.3.1 .Résultats en boucle ouverte :	33
III.3.2 .Résultats d'un convertisseur boost entrelacé avec régulateurs PI utilisés a tension de entre 150(v) :	36
III.3.2.1 .Résultats en boucle fermé :	36
III.3.2.2 .Interprétation des résultats :	39
III.3.3 .Résultats d'un convertisseur boost entrelacé avec régulateurs PI utilisés a tension de entre 100(v) et la variation des rapports cycliques $D=0.5$ :	39
III.3.3.1 .Interprétation des résultats :	42
III.3.3.2 .Résultats en boucle ouverte :	42
III.3.4 .Résultats d'un convertisseur boost entrelacé avec régulateurs PI utilisés :	46
III.3.4.1 .Résultats en boucle fermé :	46
III.4 .Interprétation des résultats :	49
III.5 .Conclusion :	50
Conclusion Générale :	50
Bibliographie :	52

## Liste de Figure :

Figure I.1 : Conversion DC/DC.....	4
Figure I.2– Convertisseurs parallèles entrelacées. ....	5
Figure I.3: Convertisseur buck entrelacé .....	6
Figure I.3 : schéma de Boost entrelacée. ....	7
Figure I.4 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost .....	8
Suivant l'état de l'interrupteur " S ".....	8
Figure. II. 1. Circuits équivalents fondamentaux du convertisseur abaisseur, ...	14
États ON et OFF.....	14
Figure. II .2. Circuits équivalents fondamentaux du convertisseur.....	15
Élévateur, états ON et OFF .....	15
Figure. II .3. Fondamental du convertisseur Buck Boost, .....	17
Circuit's equivalents aux états ON ET OFF .....	17
Figure. II.4: schéma de boost entrelacée.....	19
Figure. II.5: Convertisseur buck entrelacé .....	20
Figure. II.6: schéma block de la commande d'un hacheur boost entrelacée par régulateur MLI.....	23
Figure. II.7: schéma de block de Régulateur Backstepping avec action intégrale. ....	24
Figure. II.8: schéma du principe du régulateur PI.(1) .....	25
Figure. II.9: schéma block de la commande d'un hacheur boost entrelacée par régulateur PI.....	26
Figure (III.1): Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras.....	29

Figure (III.2): Schéma global de convertisseur boost entrelacé à deux bras en boucle ouverte.....	33
Figure (III.3) : Tension de sortie $V_0$ du convertisseur boost entrelacé a deux bras. ....	33
Figure (III.4) : Courants des bras $i_{L1}$ , $i_{L2}$ du convertisseur boost entrelacé. ...	34
Figure (III.5): $i_{ch}$ courant de charger.....	34
Figure (III.6): représente du courant d'entrée.....	35
Figure (III.7): courant d'inductance avec déphasage de 180 degrés pour $D = 0,7$ .....	35
Figure (III.8) : Schéma block global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras avec régulateurs PI. ....	36
Figure (III.9) : Schéma block du convertisseur boost entrelacé à deux bras.....	36
Figure (III.10) : schéma block de la régulateur PI.....	37
Figure (III.11) : La tension de sortie et tension de référence.....	37
Figure (III.12) : Courants des bras $i_{L1}$ et $i_{L2}$ du convertisseur boost entrelacé d'une variation avec une fonction du temps à $t=1s$ .....	38
Figure (III.13) : Courants des bras $i_{ch}(V)$ du convertisseur boost entrelacé.....	38
Figure (III.14) : Tension de sortie $V_0$ du convertisseur boost entrelacé a deux bras. ....	39
Figure (III.15) : Courants des bras $i_{L1}$ , $i_{L2}$ du convertisseur boost entrelacé. .	40
Figure (III.16): $i_{ch}$ courant de charger.....	40
Figure (III.17): représente du courant d'entrée.....	39
Figure (III.18): courant d'inductance avec déphasage de 180 degrés pour $D = 0,5$ .....	39

Figure (III.19): Schéma global de convertisseur boost entrelacé à deux bras en boucle ouverte.....	42
Figure (III.20) : Tension de sortie $V_0$ du convertisseur boost entrelacé lors d'une variation de la charge et changement de la consigne.....	43
Figure (III.4.1): courant $i_{L1}$ .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure (III.4.2): courant $i_{L2}$ .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
Figure (III.22): $i_{ch}$ courant de charger.....	44
Figure (III.23): représente du courant d'entrée.....	44
Figure (III.24): courant d'inductance avec déphasage de 180 degrés pour $D = 0,7$ .....	45
Figure (III.25) : Schéma block global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras avec régulateurs PI. ....	46
Figure (III.26) : Schéma block du convertisseur boost entrelacé à deux bras...	47
Figure (III.27) : schéma block de la régulateur PI.....	47
Figure (III.28) : La tension de sortie et tension de référence.....	48
Figure (III.29) : Courants des bras $i_{L1}$ et $i_{L2}$ du convertisseur boost entrelacé d'une variation avec une fonction du temps à $t=1s$ .....	46
Figure (III.30) : Courants des bras $i_{ch}$ du convertisseur boost entrelacé. ....	49

Liste de tableaux :

<b>Tableau (III.1) : Paramètres du convertisseur boost entrelacé et des régulateurs utilisés.....</b>	<b>32</b>
---	-----------

Introduction générale :

## **Introduction générale :**

Les convertisseurs DC/DC entrelacée d'électronique de puissance sont utilisés comme interfaces entre la source et la charge. Ils permettent d'adapter l'énergie nécessaire à celle consommée. En effet, la dernière décennie a été marquée par des évolutions technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance : le spectre de nouveaux composants électroniques semi-conducteurs capables de se présenter rapidement en banlieue et de supporter des pressions importantes et des courants étonnants (GTO, MOSFET, IGBT... etc.).

Ainsi les progrès de la micro-informatique et des calculateurs numériques ont permis la synthèse d'algorithmes de commande pour des ensembles charge-convertisseurs plus efficaces et plus puissants.

Une autre raison de ce choix de topologie est que si un défaut potentiel apparaît sur une phase, les autres phases peuvent être utilisées comme système de compensation, évitant ainsi les perturbations de l'alimentation et garantissant la fiabilité du système. (MATLAB ré-enactment résulta), une comparaison entre l'aide classique et l'aide imbriquée pour découvrir l'effet des stratégies de réticulation sur la réduction des ondulations.

Les convertisseurs DC-DC entrelacé sont devenus un composant essentiel des applications industrielles et militaires au cours des dernières décennies. Avec son rendement de plus en plus élevé, son faible encombrement ainsi que son faible poids et son faible coût, il a remplacé les sources d'alimentation linéaires traditionnelles, même pour des niveaux de puissance inférieurs. Le convertisseur peut être décrit comme un système périodique non linéaire variant dans le temps en raison du processus de hachage des enfants. La topologie des éléments dynamiques du système dépend de l'état instantané de chaque clé contrôlée, ce qui rompt la modélisation complexe. [1]

L'objet de cette lutte est une étude approfondie des convertisseurs qui servent de substrat au dispositif électronique. Nous avons choisi de l'appliquer dans notre cas au convertisseur entrelacé BOSST. C'est pourquoi nous avons divisé ce conflit en trois chapitres principaux, et dans le chapitre principal nous présentons différents types de convertisseurs DC/DC entrelacé.

Nous introduirons la modélisation du convertisseur boost, le support de l'inter verrouillage et la seconde commande du convertisseur DC-DC entrelacé avec une étude théorique.

Notre bataille se compose de trois chapitres : le premier chapitre, nous faisons une étude approfondie des interrupteurs de verrouillage, et dans le deuxième chapitre, nous faisons

une étude mathématique des trois convertisseurs buck, boost, buck-boost entrelacé et comment ils travaillent et comment fonctionne le contrôle en boucle ouverte et en boucle fermée et dans le cas de sa connexion au document PI et conclu avec les résultats qui ont été obtenus à partir de la simulation. Où nous montrerons les différents domaines mathématiques de ces clés, à savoir : Buck, Boost et Buck Boost entrelacé. Convertisseurs DC-DC entrelacé.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéresserons à l'étude de l'utilisation et du contrôle des clés à l'aide du modèle mathématique de la clé réseau... etc. Et l'étude de ses contrôles par les régulateurs (PI, PWM, backstepping... etc.) car nous nous sommes appuyés sur le régulateur PI dans cette étude... Le chapitre 3 est consacré à la modélisation des convertisseurs de contrôle DC/DC entrelacé (le contrôle PI sera adopté dans un convertisseur boost ajusté à deux bras pour assurer une tension de sortie stable et robuste à la variation de charge) et nous passerons dans ce chapitre à l'installation d'un régulateur de type PI et à l'étude de la stabilité du système en boucle fermée (BF) A partir de l'analyse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle ouverte (BO) et de son incorporation dans Matlab où nous terminerons ce chapitre critères de retour des résultats Enfin, nous terminons notre journal standard par une fin générale et un graphe de surbrillance.

**CHAPITRE I : Étude de convertisseurs  
DC/DC entrelacée**

## Chapitre I : Étude de convertisseurs DC/DC entrelacée

### I.1.Introduction :

Les convertisseurs de type DC-DC convertissent un niveau de tension électrique à un autre niveau standard activité de récompense. Ils sont populaires en raison de leurs petites tailles et l'efficacité standard affinité aux régulateurs linéaires. Les convertisseurs DC-DC ont un très trafic domaine d'application. Ceux-ci sont largement utilisés dans les ordinateurs Works forces, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des Stains procèdent. La grande variété de topologie de circuit de convertisseurs varie entre une design à un semi-conducteur spéciale ; abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur-élévateur (Buck-Boost) et des designs buildings comportant deux ou quatre interrupteurs et qui emploient récompense douce ou des méthodes de résonance pour contrôler les pertes de récompense. L'origination de contrôleur pour n'importe quel système nécessite la connaissance de comportement du système. Habituellement, cela implique une dépitons mathématique de la connections entre les entrées du processus, les factor d'état, et de la flight. Cette dépitons sous forme des équations mathématiques qui décrivent le comportement du système (processus) est appelé modèle du système. [2]Ce chapitre décrit une méthode efficace pour analyser, modéliser et simuler les convertisseurs électroniques de puissance standard MATLAB.

Le logiciel MATLAB/SIMULINK peut être avantageusement utilisé pour simuler des convertisseurs de puissance. Cette étude right clamp 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 origination d'un système en boucle fermée.

#### I.1.1.Définition de convertisseur DC DC :

Un convertisseur de tension continue DC/DC est un module (ou mini module) générant une tension de sortie régulée, isolée de la tension d'entrée.

Cette conversion d'énergie s'effectue grâce à un "découpage" haute fréquence caractérisée par un rendement élevé (jusqu'à 94% pour les modules à "haut rendement").

Les constituants de nos convertisseurs DC/DC sont encapsulés dans une résine thermiquement conductrice homogénéisant la température interne et assurant une étanchéité IP67 (hors connexions).

## I.2. Les types des convertisseurs de tension DC/DC «HACHEUR»

### I.2.1. 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. [3]

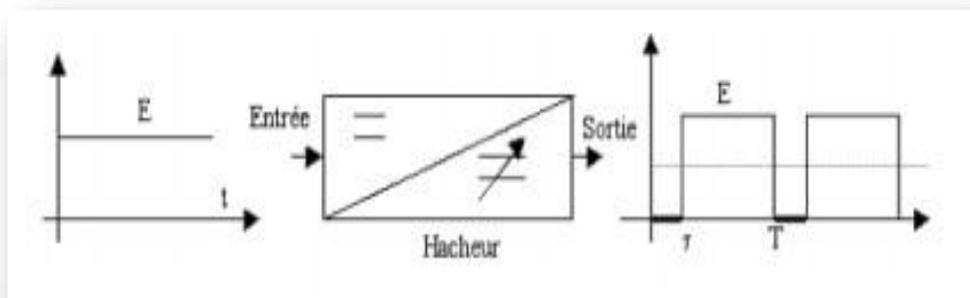


Figure I.1 : Conversion DC/DC.

Le hacheur peut être utilisé pour le contrôle de vitesse des moteurs à courant continu et tout particulièrement en traction (trains, trolleybus, métro, ...) et en robotique. Selon la position du commutateur et du hacheur. [4], différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés. [5] :

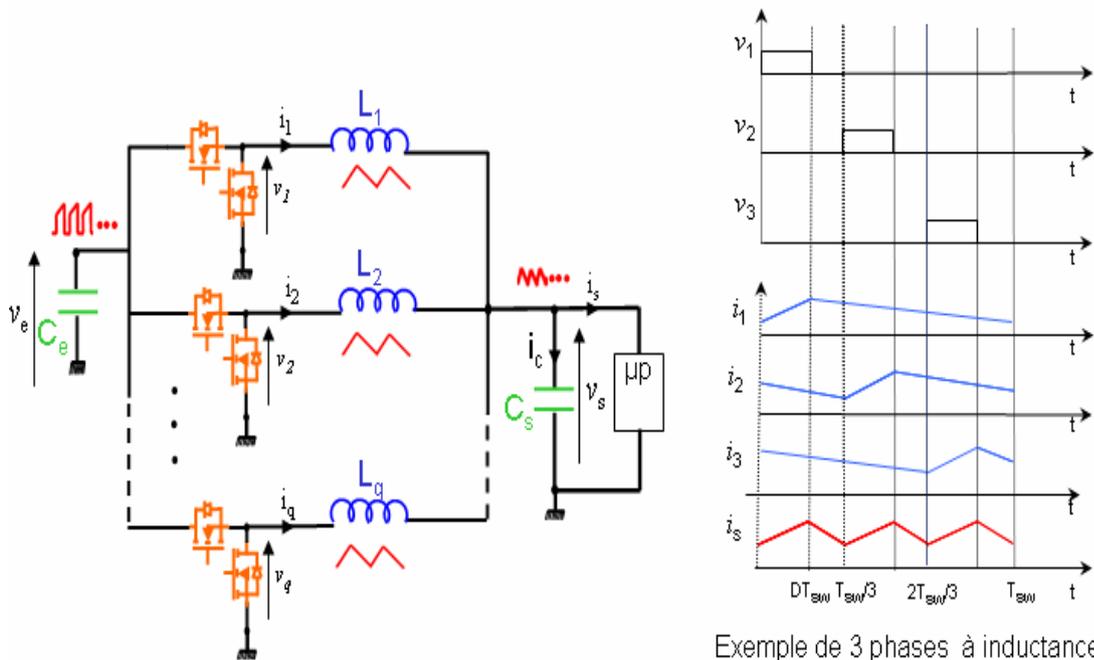
- Abaisseur de tension « Buck ».
- Élévateur de tension « Boost ».
- Abaisseur élévateur de tension « Buck-Boost ».

## I.2.2. Convertisseur Buck entrelacé :

### I.2.2.1. Définition :

Un convertisseur abaisseur, ou hacheur séquentiel, est une alimentation à découpage de mode qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur inférieure. L'interrupteur 'K' peut être remplacé par un transistor car le courant est toujours positif et la commutation doit être contrôlée (à la fois blocage et démarrage) et possède une propriété qui apporte des améliorations (ex : augmentation de la tension et de l'efficacité énergétique) par rapport à un réseau classique convertisseur abaisseur connu sous le nom de convertisseur abaisseur à verrouillage IBC. .

C'est un convertisseur qui donne une tension de sortie inférieure à la tension d'entrée. La charge est constituée d'une résistance R. Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation provoquée par l'interruption de la tension et du courant de sortie. S'il est calculé correctement, on peut supposer qu'il est continu (en ignorant l'ondulation restante), et l'ensemble (filtre + charge) peut être configuré différemment, [6]. Convertisseur Buck Rectifié Basé sur le convertisseur buck classique (généralement utilisé en raison de sa simplicité et de son faible coût), une topologie buck maillée peut être développée. Cette structure consiste à connecter N convertisseurs abaisseurs ( $N = 2$  à  $N = 6$ ) qui partagent un bus continu de sortie commun. [7]



Exemple de 3 phases à inductances séparées

Figure I.2 : Convertisseurs parallèles entrelacés.

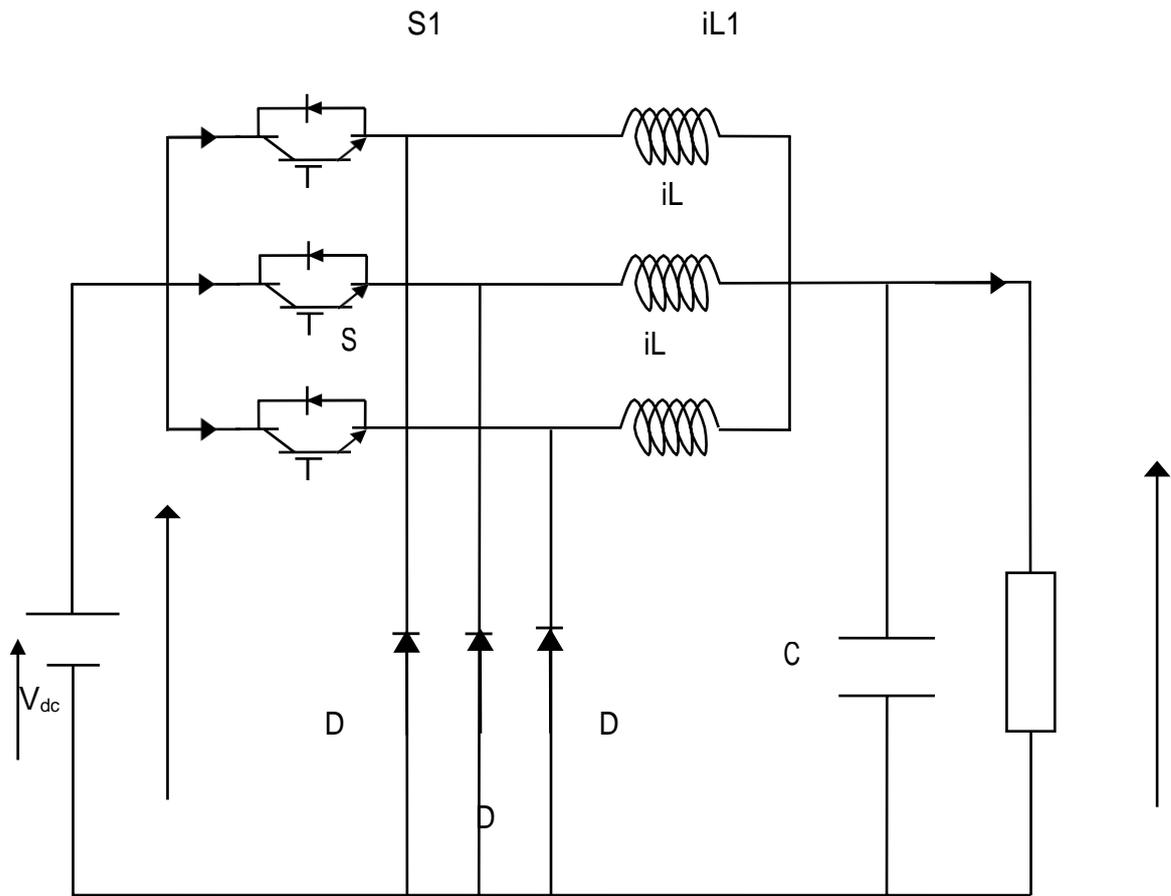


Figure I.3 : Convertisseur buck entrelacé

La Figure I.2 résume la topologie industrielle d'un VRM pour un courant de sortie supérieur à 50A. Il s'agit de  $q$  convertisseurs DC-DC de type Buck mis en parallèle et à sortie filtrée. Les inductances de filtrage sont toutes identiques ( $L_1 = L_2 = L_3 = \dots = L_q = L$ ) et indépendantes. Ces convertisseurs partagent les mêmes condensateurs d'entrée et de sortie.

### I.2.3. Convertisseur BOOST entrelacé

#### I.2.3.1. Définition :

Un convertisseur élévateur, ou hacheur parallèle, est une source d'alimentation à commutation de mode qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur supérieure. Il est constitué de cellules BOOST parallèles dont les commandes sont régulièrement décalées les unes des autres. Ainsi, ce principe permet de réduire l'ondulation du courant dans chaque branche, d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie. [8]

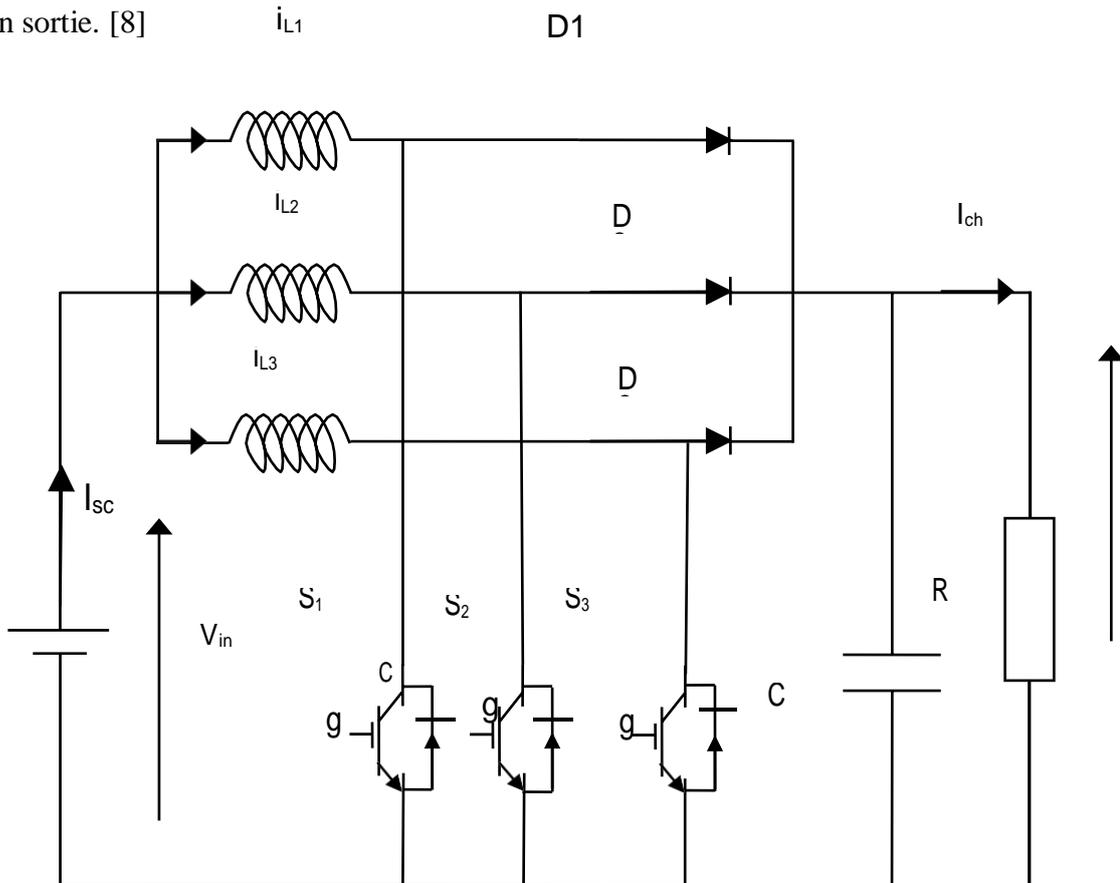


Figure I.3 : schéma de Boost entrelacé.

#### I.2.3.2. Fonctionnement :

Pendant la première partie du rapport cyclique de  $\alpha$  à  $\alpha T$ , cette fois l'interrupteur commandé est fermé (on) et la source et la charge ne sont pas en contact pendant cette phase, puis la diode est bloquée. Pendant la deuxième partie du cycle de  $\alpha T$  à  $T$ , l'interrupteur commandé est ouvert et la diode est connectée, donc la charge est connectée. Le transformateur peut alors fonctionner selon deux modes de fonctionnement en fonction de la capacité de stockage d'énergie et de la période de commutation  $T$ . [9]

Les deux modes de fonctionnement sont :

**I.2.3.3. Mode continu :**

Dans ce cas, l'énergie stockée dans l'inductance  $L$  est partiellement transférée et donc le courant qu'elle contient ne s'annule pas.

**I.2.3.4. Mode non continu :**

Dans ce cas au contraire, l'énergie stockée dans l'inductance  $L$  est totalement transférée et donc le courant qu'elle contient s'annule. [10]

**I.2.4. Convertisseur Buck-Boost (abaisseur- élévateur) :**

Un convertisseur Buck-Boost présenté par la Figure (I.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. [11]

**I.2.4.1. Principe de fonctionnement :**

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur " S ". [12] :

- ❖ Dans l'état passant, l'interrupteur " S " (est fermé, conduisant ainsi à une augmentation de l'énergie stockée dans l'inductance.
- ❖ Dans l'état bloqué, l'interrupteur " S " est ouvert. L'inductance est reliée à la charge et à la capacité. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité et la charge. Comparé aux convertisseurs Buck et Boost, les principales
  - Différences sont :
    - ❖ La tension de sortie est de polarité inverse de celle d'entrée.
    - ❖ La tension de sortie peut varier de 0 à  $-\infty$  (pour un convertisseur idéal).

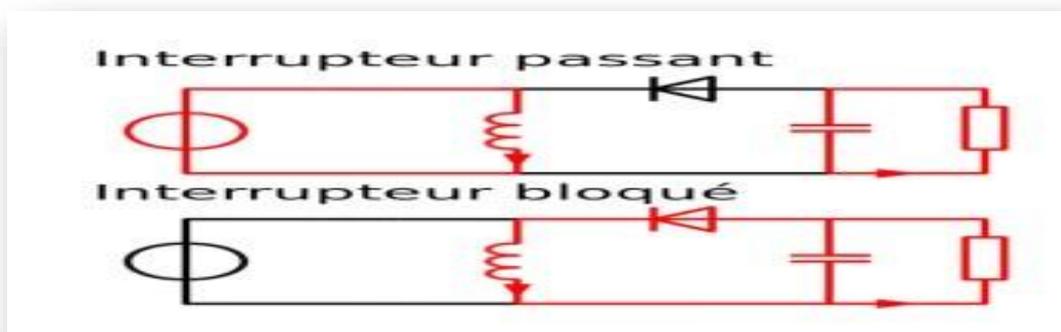


Figure I.4 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck-Boost  
Suivant l'état de l'interrupteur " S "

### I.3. Les Avantages des convertisseurs DC DC :

Les avantages des convertisseurs électroniques électriques de puissance sont présentés ci-dessous :

- Production de masse : En raison du développement énorme de la production technique de dispositifs à semi-conducteurs, ces dispositifs électroniques de puissance à base de semi-conducteurs sont maintenant produits en très grande quantité et ont donc pour résultat un prix très bas. Ces appareils sont disponibles dans une variété de tensions et de courants nominaux.
- Très fiable : Étant donné que ces appareils ne comportent pas de pièces mécaniques en mouvement, les risques de défaillance sont très réduits. Ils offrent donc des performances très robustes et une longue durée de vie, à condition qu'ils fonctionnent dans les conditions nominales.
- Très efficace : Dans la plupart des applications, ces appareils servent de commutateur et nous savons que dans les deux modes du commutateur, c'est-à-dire ON et OFF, la perte de puissance dans ce dernier est très inférieure, et les pertes de commutation sont également très faibles.
- Entretien négligeable : Encore une fois, en raison de l'absence de pièces mécaniques en mouvement, les systèmes électroniques de puissance ne nécessitent presque aucun entretien.
- Vite : Comparés aux dispositifs mécaniques ou électromécaniques, les systèmes électroniques de puissance ont une réponse dynamique beaucoup plus rapide.
- Taille : Ces systèmes électroniques de puissance sont très petits taille comparée aux systèmes mécaniques pour des puissances nominales similaires et donc moins de poids, moins d'espace au sol, moins de problèmes de manutention, moins de coûts d'installation, moins de prix d'emballage et de transport et beaucoup plus. [13]

## I.4. Les Inconvénients des convertisseurs DC DC :

Les systèmes électroniques de puissance souffrent également de certains inconvénients. En voici quelques uns :

- Faible facteur de puissance : Certains convertisseurs électroniques de puissance fonctionnent avec un facteur de puissance d'entrée très faible et il pourrait donc être nécessaire d'installer des équipements de compensation de puissance réactive.
- Harmoniques C'est le seul inconvénient sérieux du pouvoir les systèmes électroniques qui injectent des harmoniques considérables des deux côtés, du côté de la charge connectée et du côté de la source d'alimentation. Étant donné que les convertisseurs modifient la forme d'onde sinusoïdale en fonction des besoins, des harmoniques sont générés dans la tension de sortie et le courant du convertisseur, ainsi que dans le courant d'entrée du convertisseur. Maintenant, ces harmoniques créent beaucoup de problèmes des deux côtés.
- Du côté de la charge si nous avons des moteurs, des harmoniques des problèmes tels que des surchauffes, davantage de bruit acoustique, des vibrations de torsion de l'arbre du moteur, des problèmes de commutation dans les moteurs à courant continu, etc. En plus de cela, nous avons également des circuits de filtrage pour limiter les harmoniques à la charge.
- Capacité de surcharge faible : Les appareils électroniques de puissance fonctionnent à la tension nominale et le courant fourni le système d'évacuation de la chaleur appropriée est fourni. L'excès de courant provoque des points chauds aux jonctions et des brûlures de périphériques. Un niveau élevé de  $dv/dt$  conduit à un déclenchement erroné et, par conséquent, un dispositif électronique de puissance nécessite des dispositifs de protection obligatoires tels qu'un circuit amortisseur, etc. [14]

## I.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons exposé brièvement quelques topologies des convertisseurs à découpage (Buck, Boost et Buck Boost), utilisés fréquemment dans les appareils électroniques.

Ce type de convertisseur n'est constitué que par des éléments réactifs (Self, Capacités) qui dans le cas idéal, ne consomment aucune énergie. C'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un grand rendement. Chaque topologie on a étudié contient les avantages et les inconvénients mais l'importance du choix d'un convertisseur dépend de l'application ou le système qui étudie, cette travaille le Boost et le meilleur choix car l'élevateur du gain et le rendement ainsi la simplicité du circuit.

Dans ce chapitre, nous consacrons notre étude aux convertisseurs en général, définissons chaque type, leur classification et certaines de leurs applications, montrons la méthode de travail de chaque type de convertisseur, ajoutons des relations et démontrons des lois. À partir de chaque convertisseur, nous avons ensuite examiné en détail les trois types de cisaillement et de coupure, puis nous avons fait la lumière sur les avantages et les inconvénients des convertisseurs en général.

**CHAPITERE II : La modélisation et  
commande d'un convertisseur DC/Dc**

## Chapitre II : La modélisation et commande d'un convertisseur DC/Dc

### II.1.Introduction :

Les convertisseurs DC-DC convertissent un niveau de tension en un autre en commutant l'action. Il est très populaire en raison de sa petite taille et de son efficacité par rapport aux régulateurs linéaires.

La console de tout système nécessite une connaissance du comportement du système. En règle générale, cela inclut une description mathématique de la relation entre les entrées de processus, les variables d'état et les sorties. Cette description sous forme d'équations mathématiques décrivant le comportement d'un système (processus) est appelée un modèle de système. Où l'on s'intéressera à l'étude de l'utilisation des clés et de leur contrôle à l'aide du modèle mathématique de la clé réseau, etc. et l'étude de ses contrôles par les régulateurs (PI, PWM, backstepping...etc.) Le contrôle dans cette étude est que tout système régulé a un régulateur, qu'il soit analogique ou numérique. Ces contrôleurs ont pour tâche de comparer d'abord la valeur de consigne avec la valeur mesurée correspondante où nous montrerons les différentes régions mathématiques de ces touches, à savoir : Buck, Boost et Buck Boost Convertisseurs DC-DC entrelacé.

## II.2.Modèle mathématique du Convertisseur :

Les convertisseurs DC-DC, y compris la topologie Buck, Boost et Buck-Boost, sont modélisés à l'aide de l'approche de modélisation d'espace d'état dans les sections suivantes. Simulink a été choisi comme plateforme de modélisation, d'implémentation et de test. Pour commencer, la modélisation de l'espace d'états est fondamentalement représentée dans (1), où A, B, C, D sont la matrice du système, x est la variable d'état, x' est la dérivée de la variable d'état, u est l'entrée et y est la sortie. [15]

$$\mathbf{x}' = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \quad (\text{II. 1})$$

$$y = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u \quad (\text{II. 2})$$

### II.2.1.Modèle mathématique du Convertisseur Buck :

Le circuit convertisseur abaisseur fondamental et il est "ON" et es circuits équivalents à l'état "OFF" sont illustrés à la figure 1.

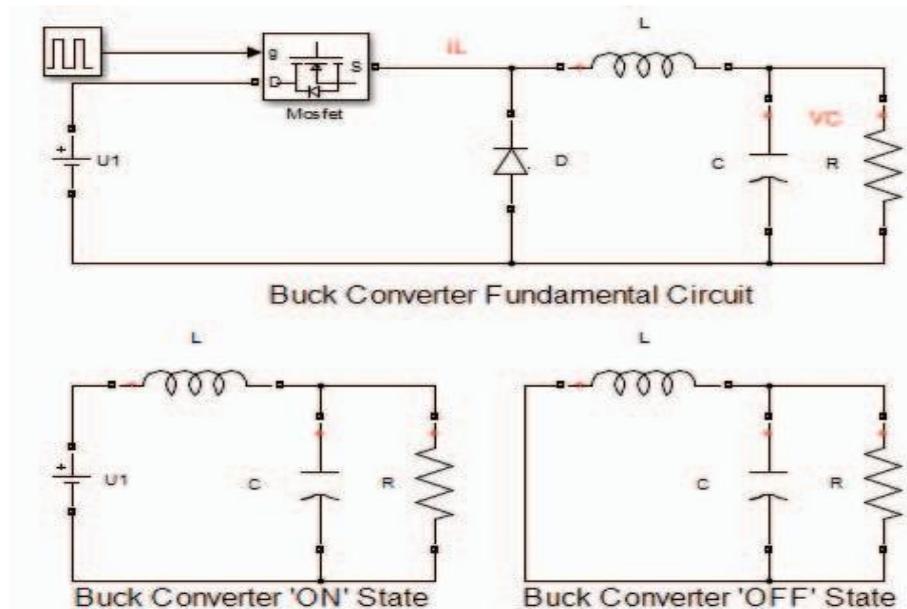


Figure. II. 1. Circuits équivalents fondamentaux du convertisseur abaisseur,  
États ON et OFF

Les variables d'état du convertisseur abaisseur sont VC et iL. Pendant l'état "ON", VC et ils peuvent être définis respectivement dans (3) et (4).

$$V_C = U_1 - L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II. 3})$$

$$i_L = C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R} \quad (\text{II. 4})$$

En mappant les variables d'état  $i_L = x_1$  et  $V_C = x_2$ . Ses dérivées  $x_1'$  et  $x_2'$  dans (5) et (6) peuvent être obtenues en réarrangeant (3) et (4). La matrice d'espace d'état A et B dans (7) pour le convertisseur abaisseur à l'état "ON" peut être formulée à l'aide de (5) et (6).

$$X'_1 = -\frac{1}{L} X_2 + \frac{1}{L} U_1 \quad (\text{II. 5})$$

$$X'_2 = \frac{1}{C} X_1 - \frac{1}{RC} X_2 \quad (\text{II. 6})$$

$$\begin{matrix} X1' \\ X2' \end{matrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{matrix} x1 \\ x2 \end{matrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} u1 \quad (\text{II. 7})$$

Pendant l'état "OFF", où  $u_1$  est zéro et sa dérivée  $x_1'$  est indiquée dans (8) et la dérivée  $x_2'$  est identique à (6). De même, la matrice d'espace d'état A et B dans (9) pour le convertisseur abaisseur à l'état "OFF" peut être formulée à l'aide de (8) et (6).

$$X'_1 = -\frac{1}{L} x_2 \quad (\text{II. 8})$$

$$\begin{matrix} X1' \\ X2' \end{matrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{matrix} x1 \\ x2 \end{matrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u1 \quad (\text{II. 9})$$

Après avoir dérivé les matrices A et B de l'espace d'états du convertisseur abaisseur pour ses états « ON » et « OFF ». Il est nécessaire de trouver sa matrice moyenne A et B avec le compte du rapport cyclique de commutation  $d$ . Les matrices moyennes A et B sont représentées (10 et (11) respectivement.

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

$$\bar{B} = B_{(ON)}d + B_{(OFF)}(1-d)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 11})$$

Pour compléter le modèle de convertisseur abaisseur, les matrices moyennes de (II. 10) et (II. 11) sont substituées dans (1). Le modèle d'espace d'états du convertisseur abaisseur terminé est illustré en (II. 12).

$$\begin{bmatrix} X1' \\ X2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad (\text{II. 12})$$

Enfin, pour obtenir l'état de sortie de VC et iL, l'espace d'état de sortie pour les matrices C et D est représenté en (13).

$$\begin{bmatrix} y1 \\ y2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iL \\ vC \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_1 \quad (\text{II. 13})$$

### II.2.2. Modèle mathématique du Convertisseur BOOST :

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 :

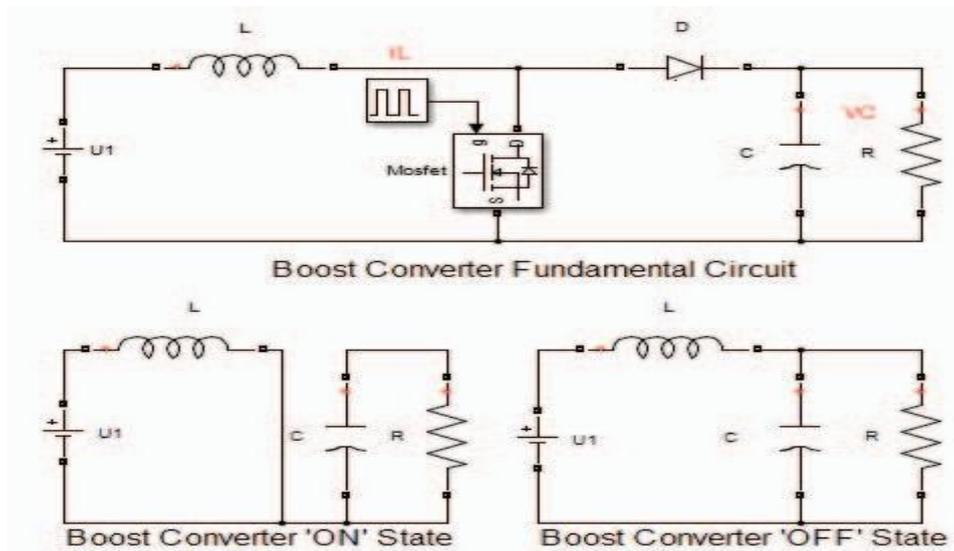


Figure. II .2. Circuits équivalents fondamentaux du convertisseur Élévateur, états ON et OFF

Pendant l'état "ON", l'inductance est chargée via u1 défini dans (14). Il n'y a pas de flux de courant vers le condensateur et la résistance dans cet état, où il est égal à zéro comme défini en (15).

$$U_1 = L \frac{diL}{dt} \quad (\text{II. 14})$$

$$0 = C \frac{dvC}{dt} + \frac{vC}{R} \quad (\text{II. 15})$$

La dérivée d'état de x1' et x2' dans (16) et (17) peut être obtenue en réarrangeant (14) et (15). La matrice d'espace d'état A et B dans (18) pour le convertisseur élévateur à l'état "ON" peut être formulée à l'aide de (16) et (17).

$$X'_1 = \frac{1}{L} U_1 \quad (\text{II. 16})$$

$$X'_2 = \frac{X_2}{RC} \quad (\text{II. 17})$$

$$\begin{bmatrix} X'_1 \\ X'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} U_1 \quad (\text{II. 18})$$

Lorsque le convertisseur Boost entre dans l'état "OFF", où son circuit équivalent est similaire au convertisseur Buck dans l'état "ON". Par conséquent, les matrices d'espace d'état A et B pour l'état "OFF" du convertisseur Boost sont similaires à (7).

De même, la moyenne des matrices A et B de l'espace d'états du convertisseur élévateur pour ses états « ON » et « OFF » peut être formulée en tenant compte du rapport cyclique de commutation d. Les matrices moyennes A et B sont représentées (19) et (20) respectivement.

$$\bar{A} = A_{(ON)}d + A_{(OFF)}(1-d)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 19})$$

$$\bar{B} = B_{(ON)}d + B_{(OFF)}(1-d)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 20})$$

Pour compléter le modèle du convertisseur boost, les matrices moyennes de (II. 19) et (II. 20) sont substituées dans (II. 1). Le modèle d'espace d'états du convertisseur élévateur terminé est représenté en (II. 21).

$$\begin{bmatrix} X'_1 \\ X'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} U_1 \quad (\text{II. 21})$$

Pour obtenir l'état de sortie de VC et iL, l'espace d'état de sortie pour les matrices C et D est similaire à (II. 13).

### II.2.3. Modèle mathématique du Convertisseur Buck- BOOST :

Le circuit convertisseur abaisseur-élevateur fondamental et ses circuits d'état « ON » et « OFF » sont illustrés à la figure 3.

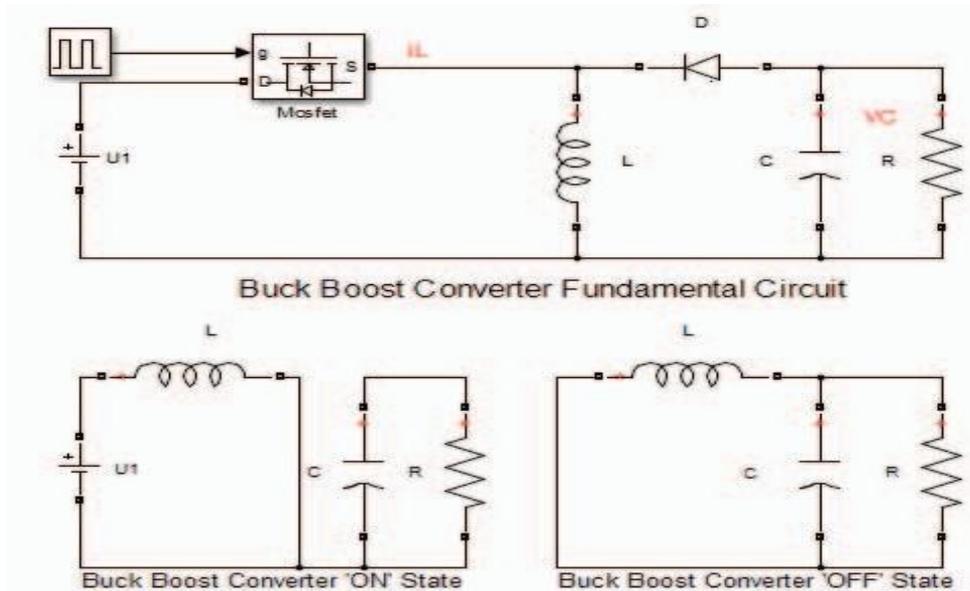


Figure. II .3. Fondamental du convertisseur Buck Boost,

Circuits équivalents aux états ON ET OFF

L'état « ON » du convertisseur abaisseur-élevateur est similaire au convertisseur élévateur dans l'état « ON ». Par conséquent, les matrices d'espace d'état A et B pour l'état "OFF" du convertisseur abaisseur-élevateur sont similaires à (II. 18).

Pendant l'état "OFF", il est similaire au convertisseur abaisseur dans l'état "OFF" où  $u_1$  est égal à zéro, mais ses états de sortie VC et ils sont de polarité inversée en raison de la décharge de l'inductance, comme indiqué dans (II. 22) et (II. 23) respectivement.

$$-V_c = L \frac{d i_L}{d t} \quad (\text{II. 22})$$

$$-i_L = C \frac{d V_c}{d t} + V_c / R \quad (\text{II. 23})$$

Encore une fois en mappant les variables d'état  $V_c = x_1$  et  $i_L = x_2$ . Ses dérivées  $x_1$  et  $x_2$  dans (II. 24) et (II. 25) peuvent être obtenues en réarrangeant (II. 22) et (II. 23). La matrice d'espace d'état A et B dans (II. 26) pour le convertisseur abaisseur-élevateur à l'état "OFF" peut être formulé à l'aide de (II. 24) et (II. 25).

$$X'_1 = 1/L x_2 \quad (\text{II. 24})$$

$$X'_2 = -1/C x_1 - 1/RC \quad (\text{II. 25})$$

$$\begin{bmatrix} X'_1 \\ X'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} U_1 \quad (\text{II. 26})$$

De même, la moyenne des matrices A et B de l'espace d'états du convertisseur abaisseur-élévateur pour ses états « ON » et « OFF » peut être formulée en tenant compte du rapport cyclique de commutation d. Les matrices moyennes A et B sont représentées (II. 27) et (II. 28) respectivement.

$$\bar{A} = A_{(ON)}d + A_{(OFF)}(1-d).$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \frac{1-d}{L} \\ -\frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 27})$$

$$\bar{B} = B_{(ON)}d$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} (1-d) = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 28})$$

Pour compléter le modèle de convertisseur buck-Boost, les matrices moyennes de (II. 27) et (II. 28) sont substituées dans (1). Le modèle d'espace d'état du convertisseur abaisseur-élévateur terminé est illustré en (II. 29).

$$\begin{bmatrix} X'_1 \\ X'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \frac{(1-d)}{L} \\ -\frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} U_1 \quad (\text{II. 29})$$

L'espace d'état de sortie pour les matrices C et D est similaire avec (II. 13).

### II.2.4. Modèle mathématique du Convertisseur BOOST entrelacé :

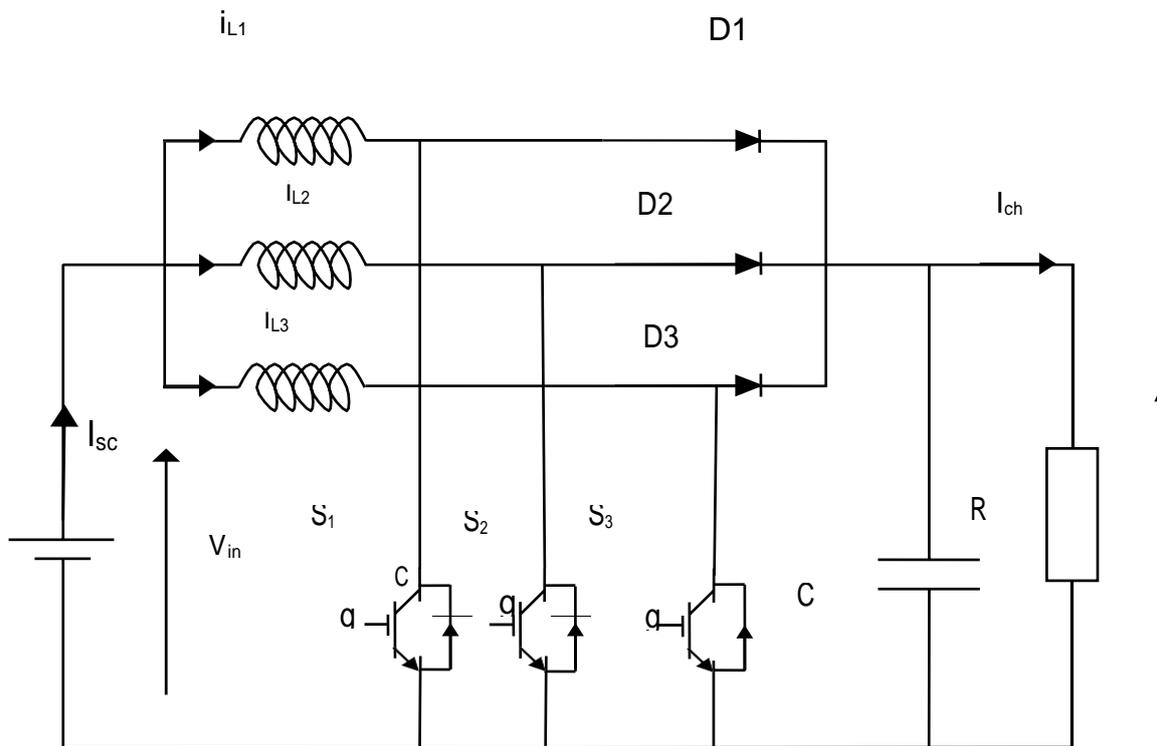


Figure. II.4: schéma de boost entrelacée.

- 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 :

$$L1 \frac{diL(t)}{dt} = V_e - (1-D1) V_s - r_{L1} I_{L1}$$

$$L2 \frac{diL(t)}{dt} = V_e - (1-D2) V_s - r_{L2} I_{L2} \quad (\text{II. 30})$$

$$L3 \frac{diL(t)}{dt} = V_e - (1-D3) V_s - r_{L3} I_{L3}$$

$$\frac{dV_s(t)}{dt} = \frac{-I_{CH} + (1-D1)I_{L1} + (1-D2)I_{L2} + (1-D3)I_{L3}}{C} \quad (\text{II. 31})$$

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  $r1, r2, r3$  en [ $\Omega$ ]. 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.

$$X1 = I_{L1}, \quad X2 = I_{L2}, \quad X3 = I_{L3}, \quad X4 = V_s$$

Alors les équations d'état deviennent :

$$X'_1 = -\frac{1}{L} [V_s - (1-D1) X4 - r_{L1} X1]$$

$$X'_2 = -\frac{1}{L} [V_s - (1-D_2) x_4 - r_{L2} x_2] \tag{II. 32}$$

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

$$X'_4 = -\frac{1}{C} [I_s + (1-D_1) x_1 + (1-D_2) x_2 + (1-D_3) x_3] \tag{II. 33}$$

**II.2.5. Modèle mathématique du Convertisseur buck entrelacé :**

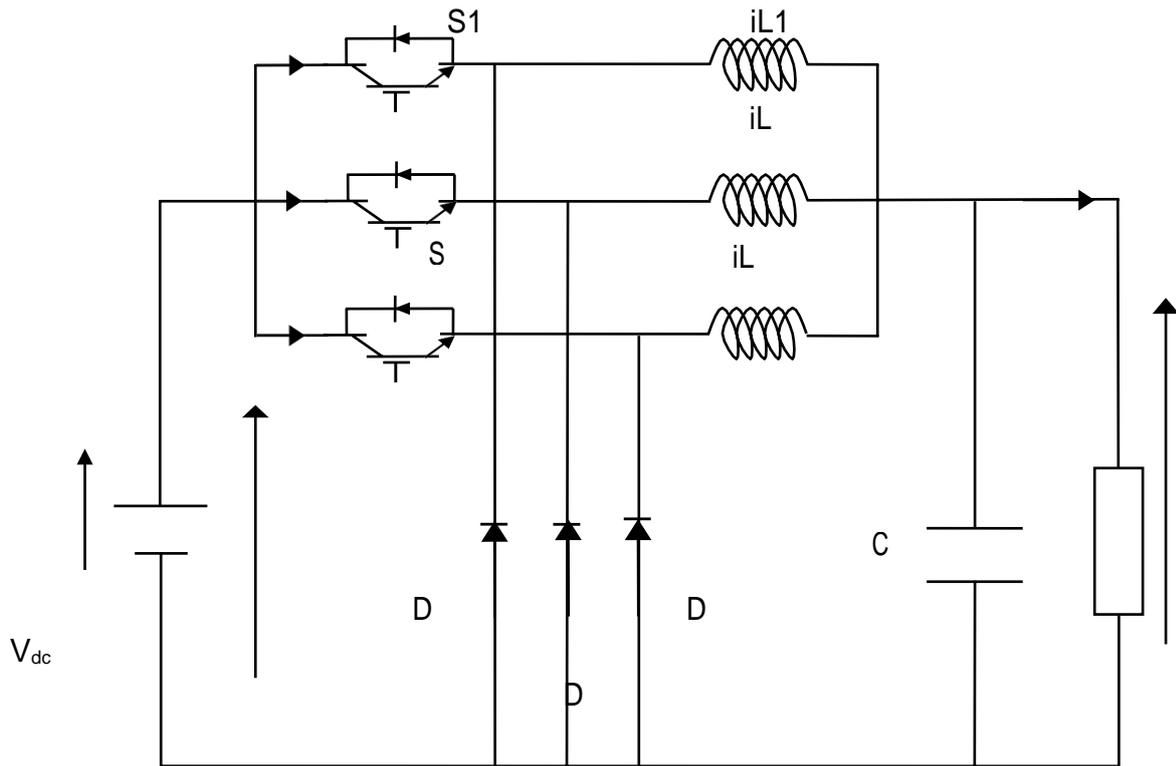


Figure. II.5 : Convertisseur buck entrelacé

Les équations de courant et de tension :

$$V_{ca} = V_{cb} = \dots = V_{cn} = V_s = V_c \tag{II.34}$$

$$i_{sa} + i_{sb} + \dots + i_{sn} = i_{ch} \tag{II.35}$$

$$V_c < V_e$$

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

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} (r_L I_L - V_c + T_R V_e) \tag{II.36}$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{V_e}{R} \tag{II.37}$$

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

$$\begin{bmatrix} X'_1 \\ X'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_R}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.38})$$

On peut réécrire le système (3) de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} x'_{a1} \\ x'_{a2} \\ x'_{b1} \\ x'_{b2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{Le}}{L_a} & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ \frac{1}{c_a} & \frac{1}{c_a R_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_{Lb}}{L_b} & -\frac{1}{L_b} \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_a} & -\frac{1}{c_a R_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{a2} \\ x_{b1} \\ x_{b2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_R}{L_a} \\ 0 \\ \frac{T_R}{L_b} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.39})$$

Le système (4) peut s'écrire comme suit :

$$\mathbf{x}' = \mathbf{A}^\circ \mathbf{x} + \mathbf{B}^\circ V_e \quad (\text{II.40})$$

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{C}^\circ \mathbf{i}_x$$

$$\text{Ou? } I = 1, \dots, N \text{ et } \mathbf{A}^\circ, \mathbf{B}^\circ, \mathbf{C}^\circ \quad (\text{II.41})$$

Sont des matrices caractérisant le système en boucle ouverte à l'instant avec : [16]

$$\sum_{i=1}^n t_i = T \quad (\text{II.42})$$

### II.3.Principe de commande :

Partout dans le monde, les semi-conducteurs à énergie capacitive sont en voie de dilution, que ce soit par exemple, ou non. Plusieurs interruptions pour les connexions du circuit électrique. La Passion fréquente de l'état passant à l'état bloqué ou inversement n'est pas Instantané et s'accompagne de transitoires à Courant Constant dans le composant et le canal à des pertes par commutation ratiement to la fréquence du shunt dunellate. De plus, les puissances les plus importantes dans les convertisseurs DC/DC présentent le phénomène de récupération inverse des diodes. La perfection de Pu. [17]

Comme précédemment avec le contrôle de l'énergie électrostatique, nous appliquons une linéarisation entrée sortie pour assurer le contrôle de la puissance Pin à sa référence  $\lambda_{peref}$ . Le montage étant entrelacé en entrée, nous supposons les commandes des interrupteurs (associés aux rapports cycliques d11 et d12) décalées d'une demi-période de découpage. La référence de puissance transitant à travers chaque inductance L11 et L12 sera note respectivement  $\lambda_{peref1}$  et  $\lambda_{peref2}$  et égale à  $\lambda_{peref} / 2$ . Les puissances seront, elles, notées Pin11 et Pin12. La linéarisation entrée sortie conduit alors :

$$P_{in11} = X_{e11}$$

$$P_{in12} = X_{e12}$$

Pour s'assurer que les puissances  $P_{in11}$  et  $P_{in12}$  suivent leurs références respectives  $\lambda_{peref1}$  et  $\lambda_{peref2}$ , nous utilisons les lois de commande :

$$\chi_{e11} - \lambda_{peref1} + K_{11p} (P_{in11} - \lambda_{peref1}) + K_{12p} \int_0^t (P_{in11} - \lambda_{peref1}) = 0 \quad (\text{II.43})$$

$$\chi_{e12} - \lambda_{peref2} + K_{11p} (P_{in12} - \lambda_{peref2}) + K_{12p} \int_0^t (P_{in12} - \lambda_{peref2}) = 0 \quad (\text{II.44})$$

Où :  $K_{11p}, K_{12p} > 0$ . Pour calculer les signaux de commande  $d_{11}$  et  $d_{12}$ , nous remarquons qu'au sens des grandeurs moyennes :

$$V_e = L_{11} \frac{di_{L11}}{dt} + \hat{r}_{slnter} (i_{L11} + i_{L12}) + V_{int} (1 - d_{11}) \quad (\text{II.45})$$

$$V_e = L_{12} \frac{di_{L12}}{dt} + \hat{r}_{slnter} (i_{L11} + i_{L12}) + V_{int} (1 - d_{12}) \quad (\text{II.46})$$

Or :

$$P_{in11} = V_e i_{L11} \quad (\text{II.47})$$

$$P_{in12} = V_e i_{L12} \quad (\text{II.48})$$

Et :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L11} \\ i_{L12} \end{bmatrix} = \frac{1}{V_e} \left( \begin{bmatrix} P_{in11} \\ P_{in12} \end{bmatrix} - \frac{1}{V_e} \begin{bmatrix} P_{in11} \\ P_{in12} \end{bmatrix} \frac{dV_e}{dt} \right) \quad (\text{II.49})$$

En supposant  $V_e$  et  $V_{int}$  des paramètres à variations lentes dans le temps, on peut alors considérer que le système défini par les relations (3) et (4) est plat. La sortie plate est le vecteur  $[P_{in11}, P_{in12}]^t$  associés à la commande  $[d_{11}, d_{12}]^t$ . La commande peut alors s'exprimer en fonction de la sortie plate et de ses dérivées comme suit :

$$d_{11} = \frac{L_{11}}{V_e V_{int}} \left( \dot{P}_{in11} - \frac{P_{in11}}{V_e} \frac{dV_e}{dt} \right) + \hat{r}_{slnter} \left( \frac{P_{in11}}{V_e V_{int}} \frac{P_{in12}}{V_e V_{int}} \right) + 1 - \frac{V_e}{V_{int}} \quad (\text{II.50})$$

$$d_{12} = \frac{L_{12}}{V_e V_{int}} \left( \dot{P}_{in11} - \frac{P_{in11}}{V_e} \frac{dV_e}{dt} \right) + \hat{r}_{slnter} \left( \frac{P_{in11}}{V_e V_{int}} \frac{P_{in12}}{V_e V_{int}} \right) + 1 - \frac{V_e}{V_{int}} \quad (\text{II.51})$$

➤ Qui peut se réécrire sous une forme plus générale :

$$\begin{bmatrix} d_{11} \\ d_{12} \end{bmatrix} = \psi \left( \begin{bmatrix} P_{in11} \\ P_{in12} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \dot{P}_{in11} \\ \dot{P}_{in12} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{II.52})$$

La commande en boucle fermée pour la boucle de puissance de l'étage d'entrée est donc obtenue en utilisant les relations (1), (2) (9) et (10). Il vient :

$$\begin{bmatrix} d_{11} \\ d_{12} \end{bmatrix} = \psi \left( \begin{bmatrix} \lambda_{peref}/2 \\ \lambda_{peref}/2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \chi_{e11} \\ \chi_{e12} \end{bmatrix} \right).$$

## II.4. Contrôle des convertisseurs DC/DC.

Diverses techniques sont couramment utilisées pour raccorder un signal électrique à un signal de référence a fin de contrôler les convertisseurs DC/DC. La technique dite utilise des régulateurs linéaires (PI, PID, PWM, etc.) ou non linéaires (glissants, I/O, etc.).

### II.4.1. Commande M.L.I. :

Inverseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM) ou à modulation de largeur d'impulsion (PWM). C'est de loin l'onduleur le plus performant. Il s'avère qu'en calculant soigneusement les angles de commutation, il est possible d'annuler Complètement les Harmoniques de rang inférieur. Ceci est assuré dans les transformateurs industriels par un système à microprocesseur dans lequel les valeurs des Angles de commutation sont retournées. En soi, une limite d'harmoniques externes, le the est proche de zéro.

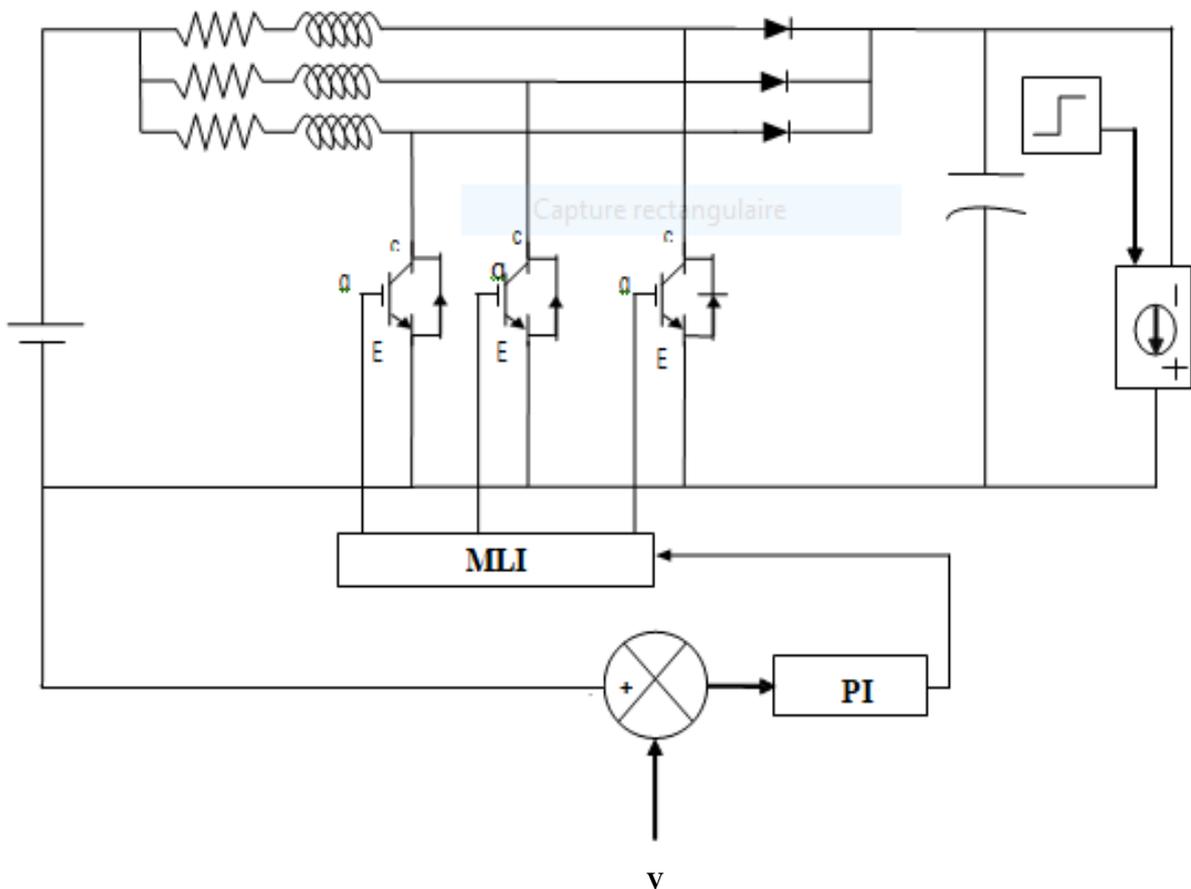


Figure. II.6 : schéma block de la commande d'un hacheur boost entrelacé par régulateur MLI.

## II.4.2. Commande par Backstepping :

Depuis plusieurs années, des progrès significatifs ont été réalisés dans le domaine du contrôle des systèmes non linéaires. La technologie de backstepping est l'une de ces nouvelles réalisations dans ce domaine. L'application de la technologie de backstepping est limitée à certaines classes du système. Le backstepping est une technologie de contrôle de fonction autonome dans la fonction de stabilisation de Lyapunov. [18]

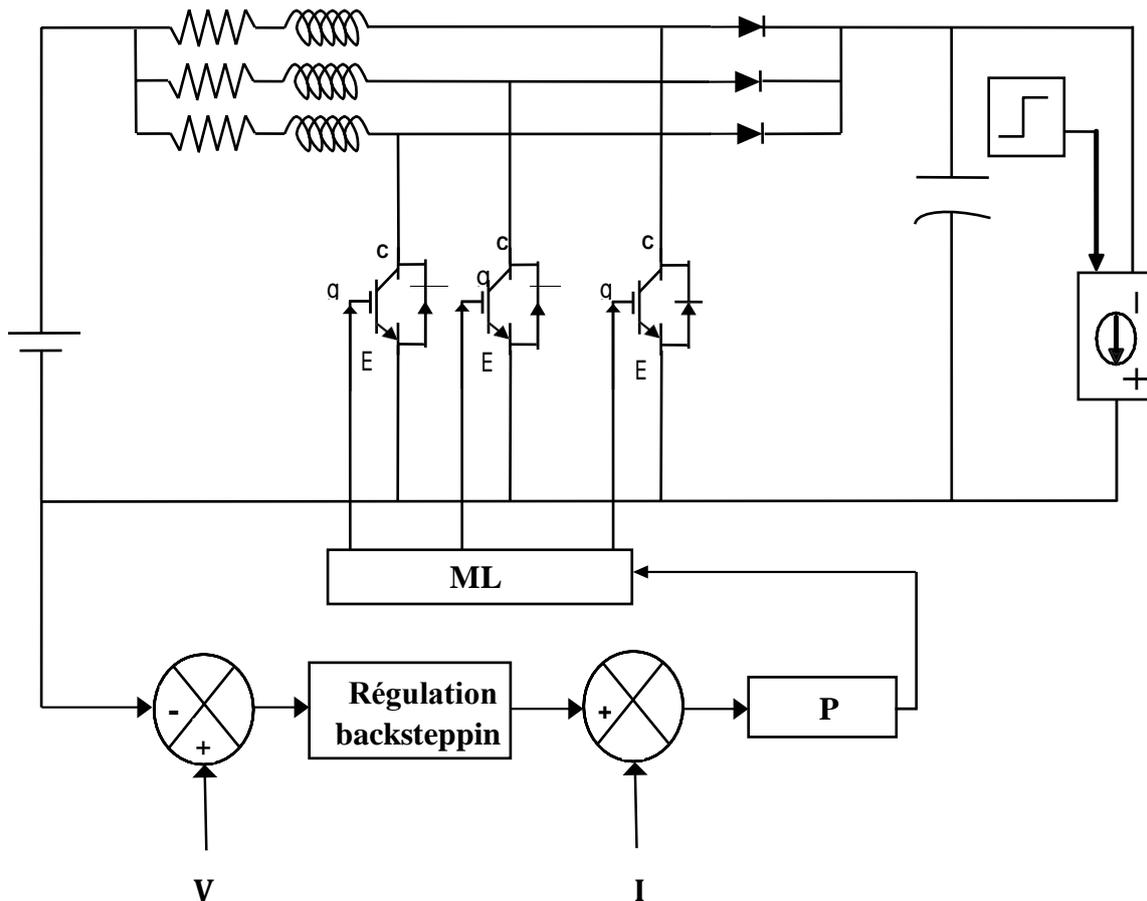


Figure. II.7 : schéma de block de Régulateur Backstepping avec action intégrale.

## II.4.3. Commande par régulateur pi :

### II.4.3.1. La Commande PI :

Le contrôleur PID est de loin la stratégie de contrôle la plus largement utilisée dans les systèmes d'asservissement. On le retrouve dans 90 % [19] des boucles de régulation et on le retrouve majoritairement sous la forme d'un régulateur PI. Cette performance et sa capacité à corriger les erreurs dans le temps ont été largement discutées et démontrées [20]. Sa fonction principale est de calculer le signal de contrôle ou de correction visant à respecter les caractéristiques spécifiées du système par rapport au contrôle requis et aux limitations

physiques du processus. Sa réponse est basée sur une opération arithmétique dans laquelle la variable dépendante est l'erreur. [21]

Soit  $V^*(t)$  le signal de référence (la consigne) et  $V(t)$  le signal de sortie du système à contrôler. Le régulateur PI est connu par une loi de commande.

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

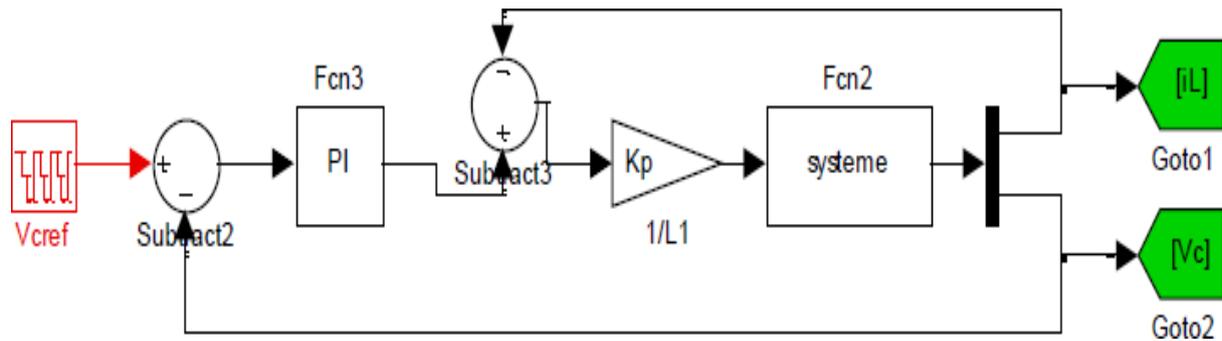


Figure. II.8 : schéma du principe du régulateur PI. (1)

#### II.4.3.2. Action proportionnelle :

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

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

#### II.4.3.3. Action intégrale :

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action  $u(t)$  augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

Caractéristiques des régulateurs.

Stabilité :

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité. [22]

#### 1. Précision :

En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

#### 2. Rapidité :

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est, bien entendu, en relation étroite avec l'inertie propre du processus [23].

## II.5. Application d'une commande PI :

Le Correcteur PI assure la transmission immédiate du signal du de erreur  $\varepsilon$ , suivi de l'intégration de ce. Ce débogueur sera utilisé chaque fois qu'une erreur permanente doit être éliminée ou minimisée, c'est-à-dire améliorer la précision du système. En fait, il présente une augmentation du get global du système aux basses fréquences.  $K_p$  et  $K_i$  sont régales.  $K_i$  a qu'une action intégrale, tandis que  $K_p$  effectué on la fois l'action intégrale et rationnelle.

Ce type de contrôle, très particulièrement dans l'industrie, entre dans la catégorie des contrôleurs linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système pour compound le consul tôleur, soit  $V_{ref}(t)$  le signe de point de point récentes de érence) . Sortie du Signal System vs. Control. [24]

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 su system ».

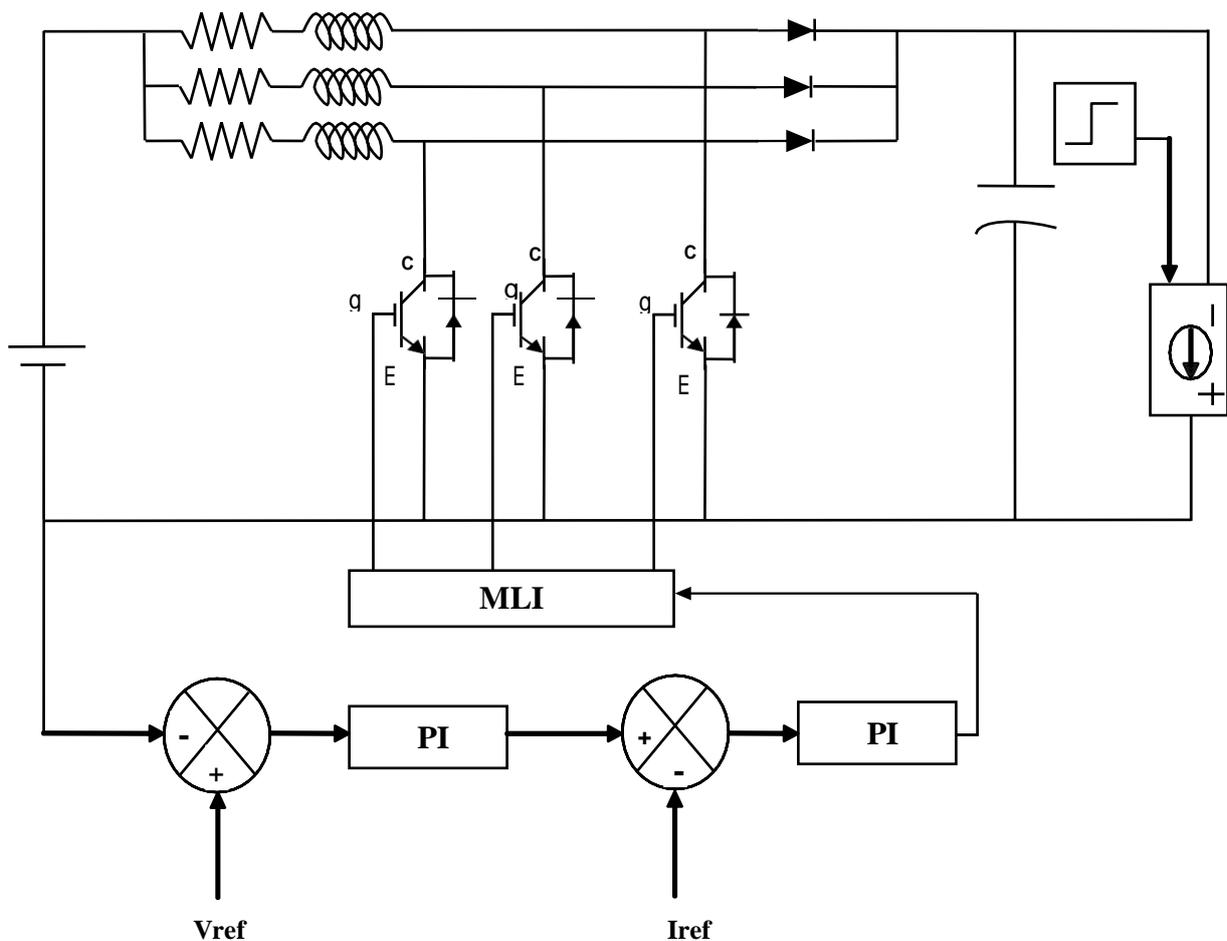


Figure. II.9 : schéma block de la commande d'un hacheur boost entrelacé  
Par régulateur PI.

Nous avons présenté dans ce chapitre, dans un premier temps, une méthode générale de Modélisation d'un hacheur boost entrelacé. 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.6.Conclusion :

Les convertisseurs DC-DC entrelace convertissent un niveau de tension en un autre en commutant l'action. Il est très populaire en raison de sa petite taille et de son efficacité par rapport aux régulateurs linéaires.

La console de tout système nécessite une connaissance du comportement du système. En règle générale, cela inclut une description mathématique de la relation entre les entrées de processus, les variables d'état et les sorties. Cette description sous forme d'équations mathématiques décrivant le comportement d'un système (processus) est appelée un modèle de système. Où nous nous sommes concentrés sur l'étude de l'utilisation des clés et leur contrôle à l'aide du modèle mathématique de la clé réseau, etc... Et l'étude de ses contrôles par les régulateurs (PI, PWM, backstepping...etc.) contrôle dans cette étude est que tout système régulé a un régulateur, qu'il soit analogique ou numérique. Basé sur une méthode graphique, il permet d'améliorer les performances du système dans les systèmes temporaires soit en cas de changement de charge, soit lors d'un changement de consigne. et simulé sur Matlab.

Si les non-linéarités et les incertitudes sont prises en compte, le régulateur conventionnel ne pourra pas garantir de bonnes performances. Pour cette raison, le chapitre suivant sera consacré à l'application du pi lié au transformateur entrelace et à l'étude des résultats obtenus dans cette étude.

**CHAPITRE III : Commande par  
régulateur pi des convertisseurs BOOST  
entrelacée.**

## Chapitre III : Commande par régulateur pi des convertisseurs BOOST entrelacée.

### III.1.Introduction :

Les convertisseurs DC-DC entrelacés peuvent présenter une résolution en boucle ouverte insuffisante, un temps de réponse extrêmement lent, une dérivation excessive et une sensibilité élevée aux perturbations. Pour ce faire, il est nécessaire de corriger leur comportement à l'aide de techniques de contrôle. Ces dernières années, de grands progrès ont été réalisés dans le domaine du contrôle des systèmes non linéaires. La technologie pi est l'un de ces nouveaux développements dans ce domaine. La servocommande comprendra un régulateur dont l'objectif est de respecter les performances de la servocommande en termes d'amortissement, de dépassement et de vitesse. Le régulateur PI intégral proportionnel est largement utilisé en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de la possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique, lorsque ses paramètres sont bien réglés. [25]

Ce chapitre décrit une méthode efficace pour analyser, modéliser et simuler des transducteurs électroniques à l'aide de MATLAB. MATLAB / SIMULINK peut être utilement utilisé pour simuler des transducteurs. Cette étude vise à développer des modèles pour tous les convertisseurs à noyau et à étudier la réponse en boucle ouverte, afin que ces modèles puissent être utilisés dans le cas de la conception de systèmes en boucle fermée. [26].

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes spécialisés dans l'étude de l'un des transformateurs, le convertisseur boost, et son fonctionnement en boucle ouverte et en boucle fermée, et dans le cas de sa connexion au liant PI, et nous l'avons conclu avec les résultats obtenus de la simulation et reflétée dans une courbe graphique.

### III.2. Commande linéaire du convertisseur Boost entrelacé à deux bras :

Dans cette section, nous allons étudier deux méthodes de synthèse des régulateurs PI d'un convertisseur boost entrelacé. [27]

#### III.2.1. Méthode basée sur le modèle instantané du convertisseur boost entrelacé :

Le schéma global de la commande proposée pour le convertisseur boost entrelacé est représenté par la figure (III.1). L'objectif essentiel de cette commande est d'assurer le partage équitable du courant d'entrée (total) sur les bras du convertisseur. [27]

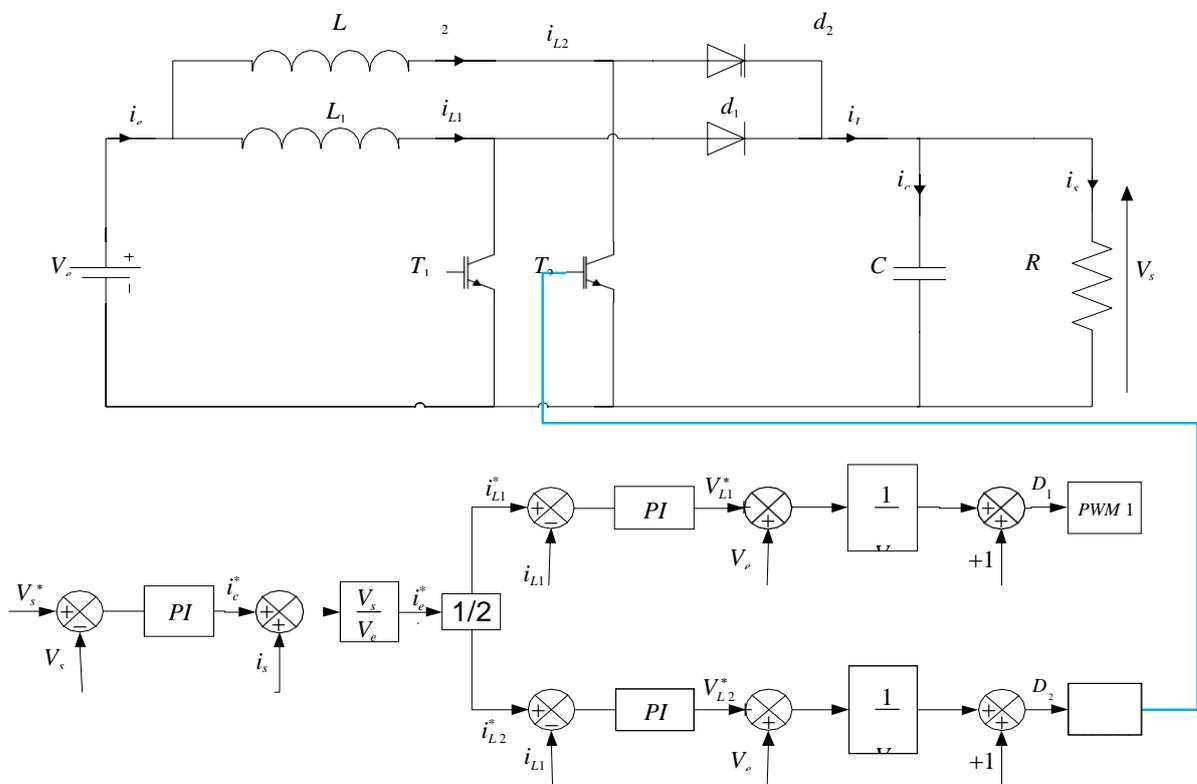


Figure (III.1) : Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras

Pour calculer les paramètres  $k_p$  et  $k_i$  du régulateur PI, la réalisation du gain  $G$  et de la phase  $\varphi_i$  est donnée par la relation suivante : [27]

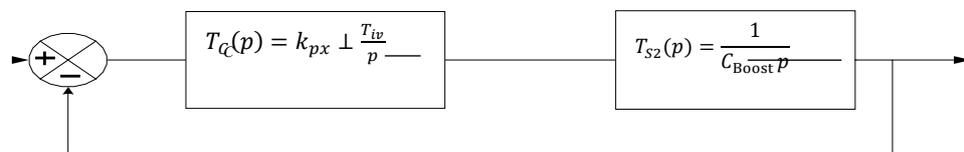


Schéma de régulation de la tension de générateur par un PI

A partir du schéma de la figure (II.2), la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit :

$$H(p) = \frac{\frac{k_{pv}}{C_{Boost}}p + \frac{k_{iv}}{C_{Boost}}}{p^2 + \frac{l_{px}}{C_{Boost}}n + \frac{T}{C_{Boost}^{iv}}}$$

Pour calculer les gains convenables du correcteur on utilise la méthode de placement des pôles. On désire que la fonction de transfert présente le même comportement dynamique qu'un système de deuxième ordre de la forme suivante :

$$H'(p) = \frac{nv}{p^2 + 2\xi_v\omega p + \omega^2}$$

$$|\arg T_c(j\omega_0) + \arg T(j\omega_0) + 180^\circ = MP$$

$$|T(j\omega_0)| |T_c(j\omega_0)| = 1$$

On pose:  $\arg T_c(j\omega_0) = -\varphi_i$

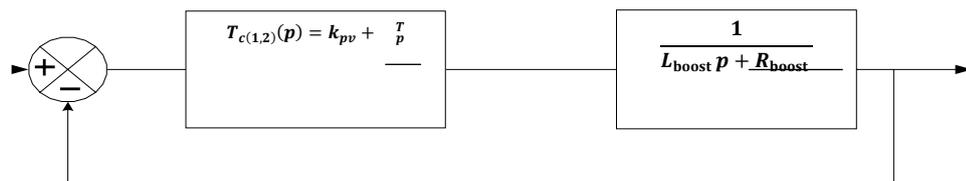


Figure (II.3): Schéma de régulation du courant dans une bobine par un régulateur PI

A partir du schéma de la figure (II.3), la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit:

$$H(p) = \frac{\frac{k_{pj}}{L_{Boost}}p + \frac{k_{ii}}{L_{Boost}}}{n^2 + \frac{ki}{k+R}L_{Boost}n + \frac{ii}{L_{Boost}}}$$

L'identification de la fonction de transfert en boucle fermée avec celle d'un système de deuxième ordre conduit à :

$$[\arg T_c(j\omega_0) + \arg T(j\omega_0) + 180^\circ = MP$$

$$|T_c(j\omega_0)| |T(j\omega_0)| = 1$$

On pose :  $\arg T_c(j\omega_0) = -\varphi_i$

$$G_i = |T_c(j\omega_0)|$$

$$\varphi_i = -M_p + \arg T(j\omega_0) + 180^\circ$$

$$G_i = \frac{1}{|T(j\omega_0)|}$$

A partir de l'équation précédente on a l'inégalité suivante :

$$\varphi_i = -\arg T(K_i \omega_0) + \frac{\pi}{2}$$

A partir de l'équation précédente l'expression de  $k$  est calculée par :

$$K_i = \frac{1}{\omega_0 t_g(\varphi_i)} \sqrt{1 + K_i^2 \omega_0^2}$$

$$\text{Et : } G_i = \frac{K_p}{K_i \omega_0} \sqrt{1 + K_i^2 \omega_0^2}$$

A partir de l'équation précédente l'expression de  $p$   $k$  est:

$$K_p = \frac{K_i \omega_0 G_i}{\sqrt{1 + K_i^2 \omega_0^2}}$$

### III.2.2. Résultats de la simulation :

Les résultats de simulation qui seront présentés ci-dessous sont obtenus sur la base des dimensions déjà faites dans ce chapitre. Le tableau (III.1) représente les paramètres de simulation du convertisseur boost ajusté à deux bras et les paramètres des régulateurs utilisés.

<b>Parameters du convertisseur boost entrelacé à deux bras</b>	$V_e = 100V$ $f = 50kHz, C = 1.8 \times 10^{-4} F,$ $L = L = 8.33 \times 10^{-4} H, R = 0.2\Omega$
<b>Régulateurs de la tension de sortie</b>	$\xi_v = 1, \omega_{nv} = 1000 \text{ rad/s}$
<b>Régulateurs des courants</b>	$\xi_i = 1, \omega_{ni} = 3500 \text{ rad/s}$
<b>Les parameters de la charge</b>	$R = 50\Omega, R_{ad} = 50\Omega$
<b>Régulation en courant (Boucle de courant)</b>	$K_i = 1.7276 \times 10^{-05}, K_p = 0.3605$
<b>Régulation en tension (Boucle de tension)</b>	$K_i = 0.0014, k_p = 0.2918$

Tableau (III.1) : Paramètres du convertisseur boost entrelacé et des régulateurs utilisés.



- La figure (III.4) représente l'évolution des courants des bobines et leur courant de référence du convertisseur boost entrelacé à deux bras :

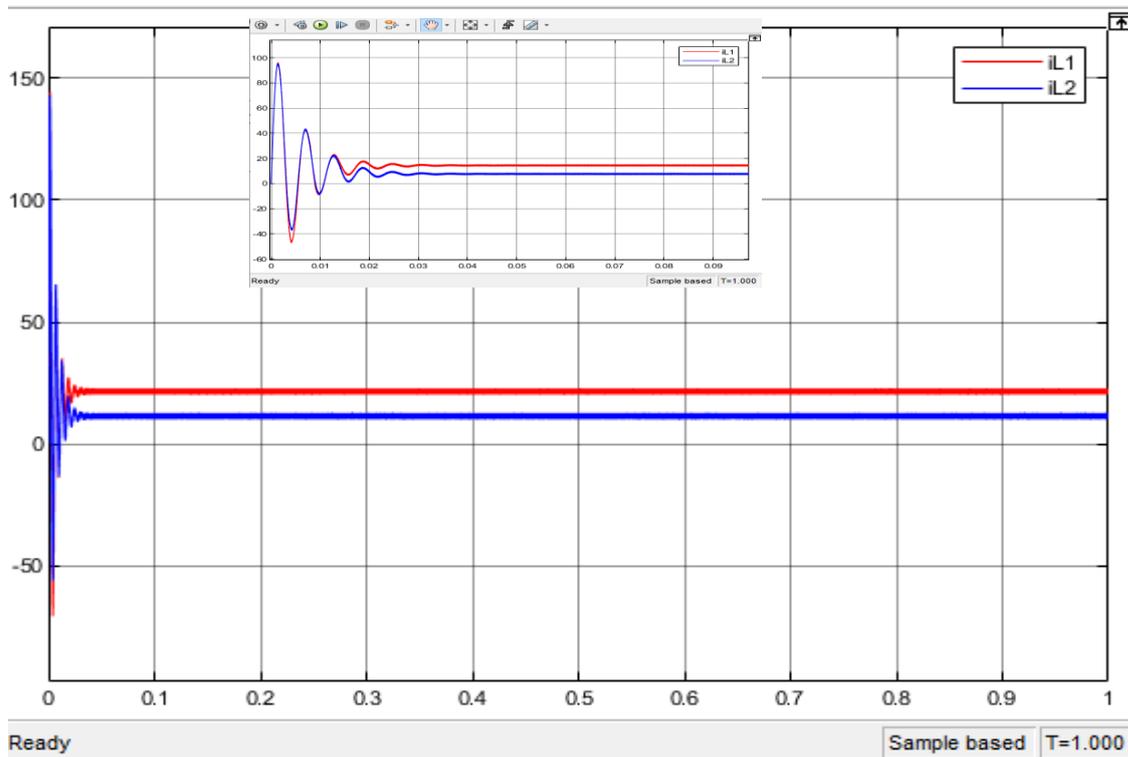


Figure (III.4) : Courants des bras  $iL1$ ,  $iL2$  du convertisseur boost entrelacé.

- La figure (III.5) : représente l'évolution de courant de charger.

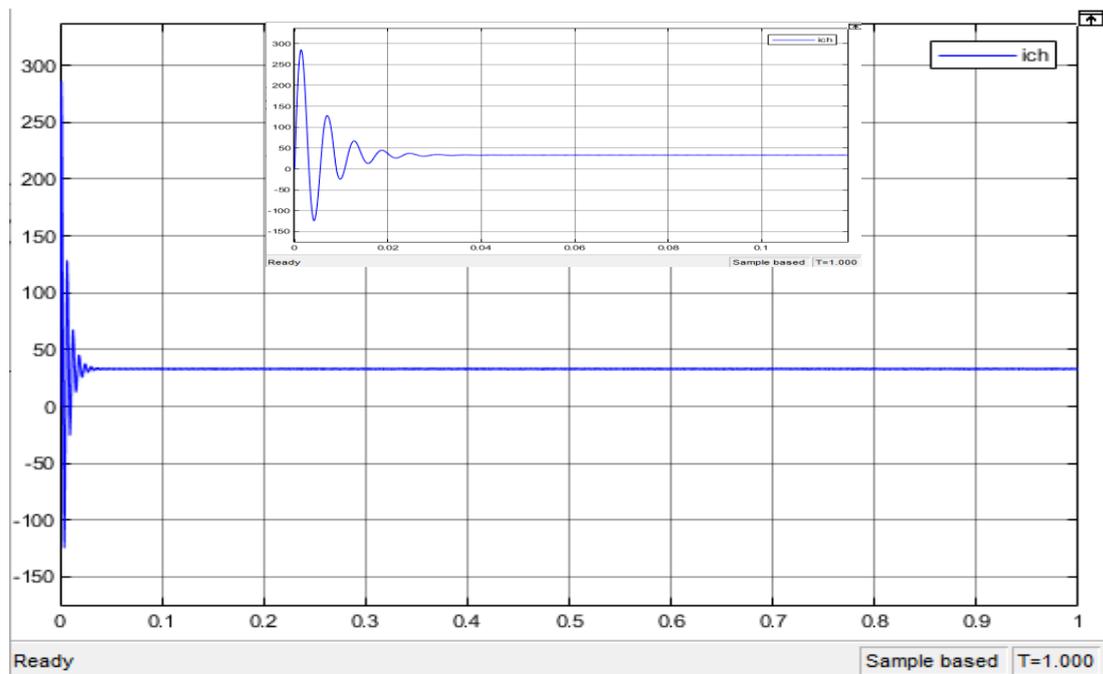


Figure (III.5) :  $ich$  courant de charger.

- La figure Figure(III.6) représente la courbe du courant d'entrée du convertisseur boost entrelacé.

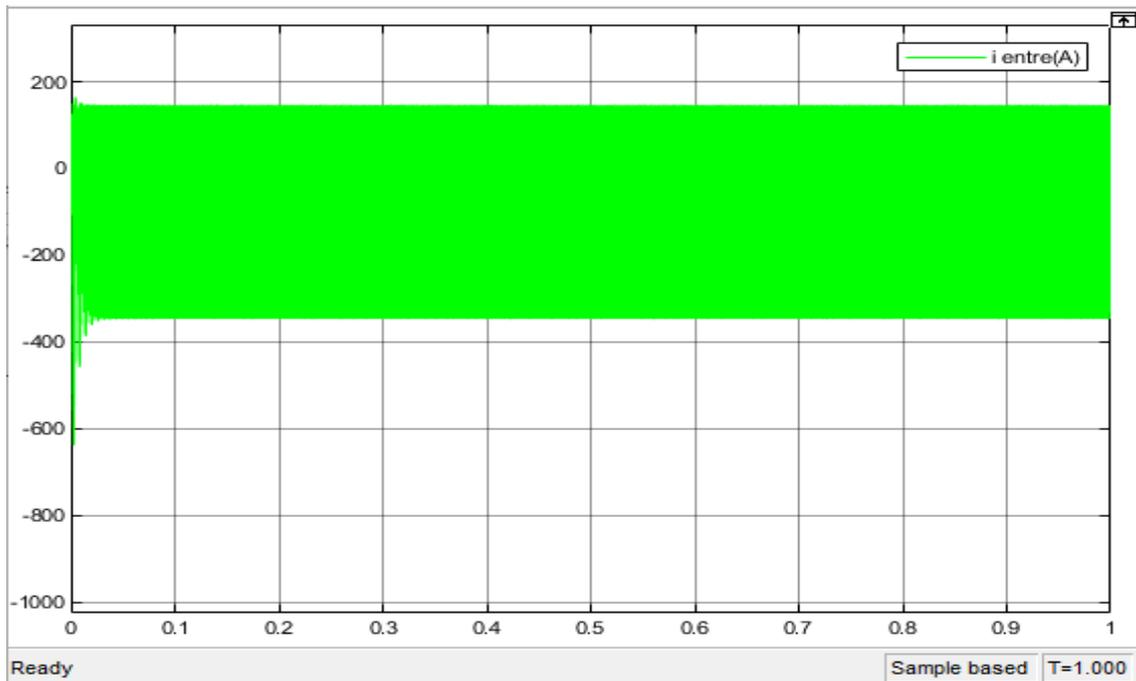


Figure (III.6): représente du courant d'entrée

- La Figure (III.7) représente la variation des rapports cycliques du convertisseur boost entrelacé :

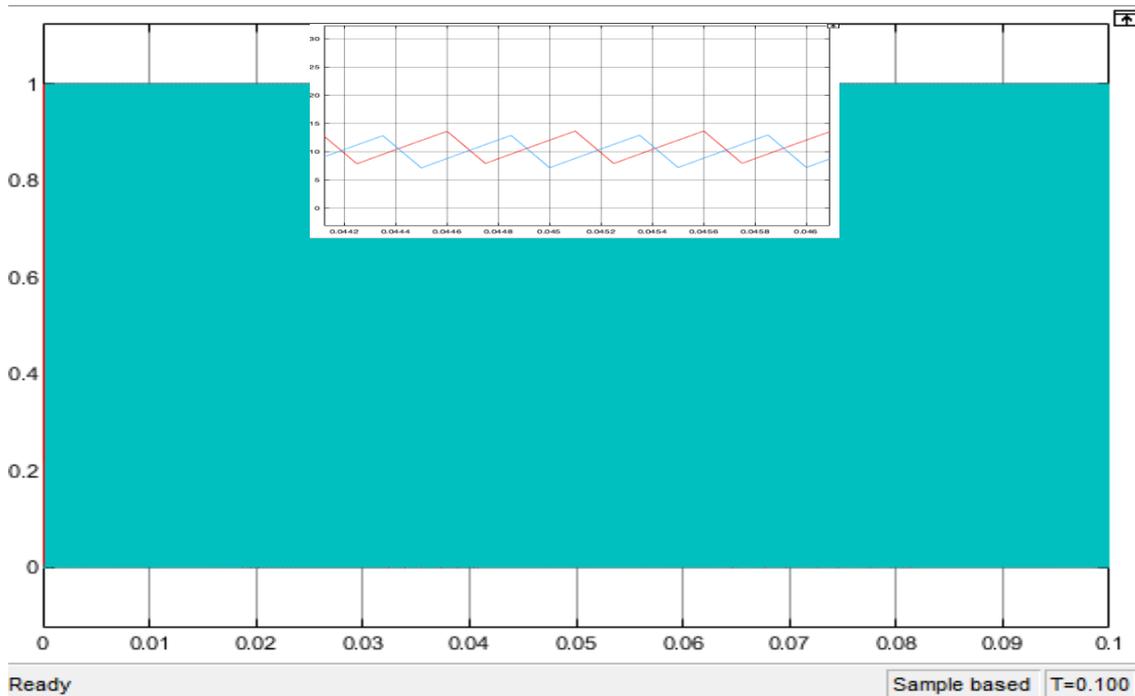


Figure (III.7): courant d'inductance avec déphasage de 180 degrés pour  $D = 0,7$

### III.3.2. Résultats d'un convertisseur boost entrelacé avec régulateurs PI utilisés a tension de entre 150(v) :

#### III.3.2.1. Résultats en boucle fermé :

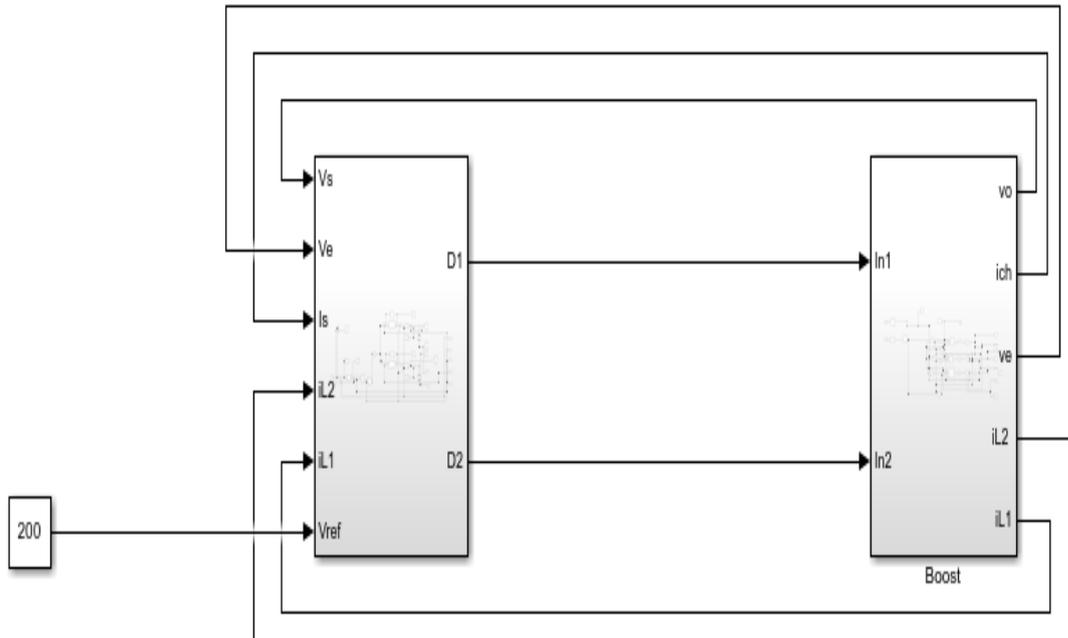


Figure (III.8) : Schéma block global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras avec régulateurs PI.

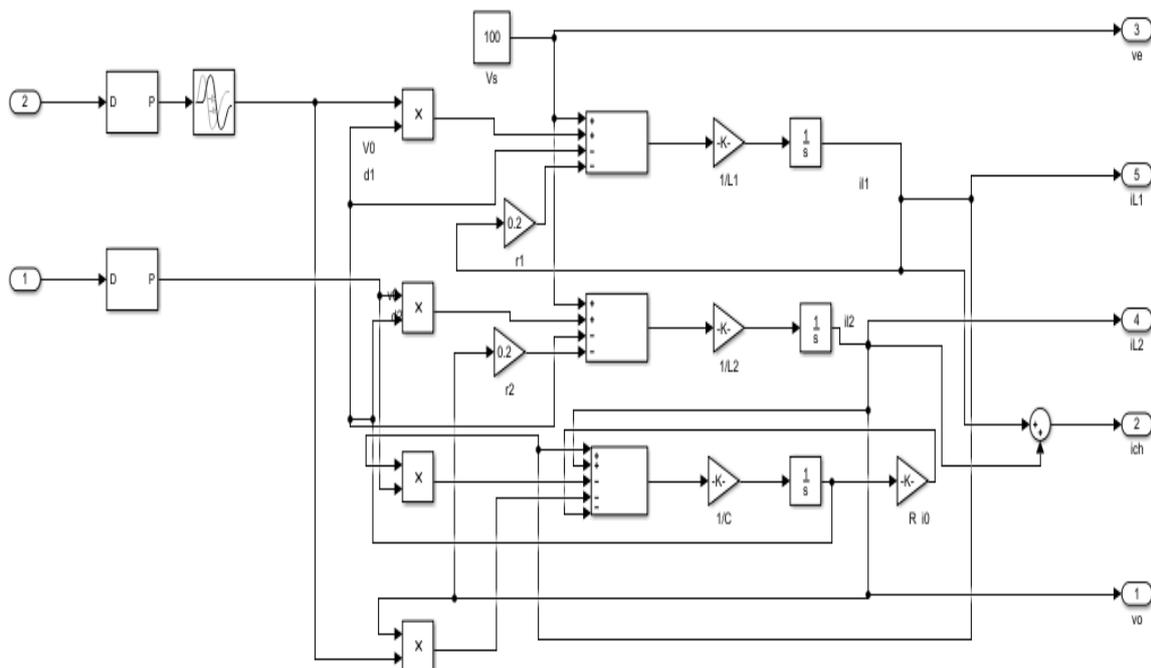


Figure (III.9) : Schéma block du convertisseur boost entrelacé à deux bras.

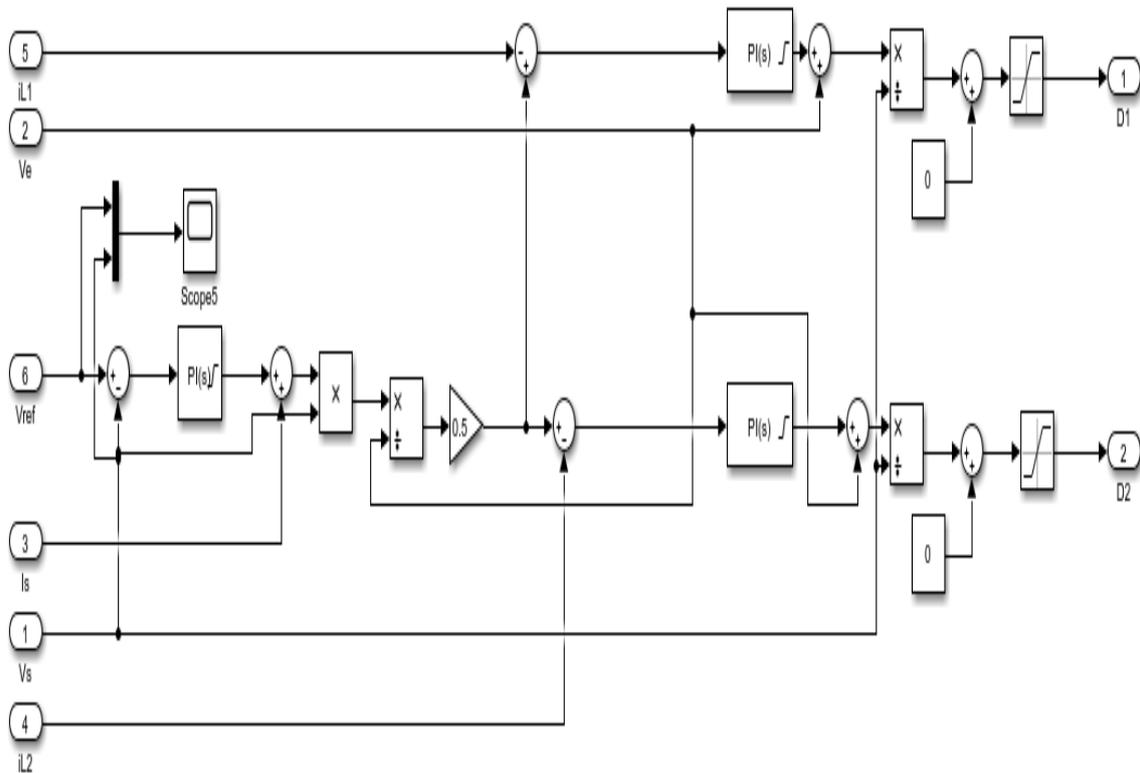


Figure (III.10) : schéma block de la régulateur PI.

- La figure (III.11) : représente la variation de la tension de la sortie du convertisseur boost entrelacé à deux bras d'une variation avec une fonction du temps.

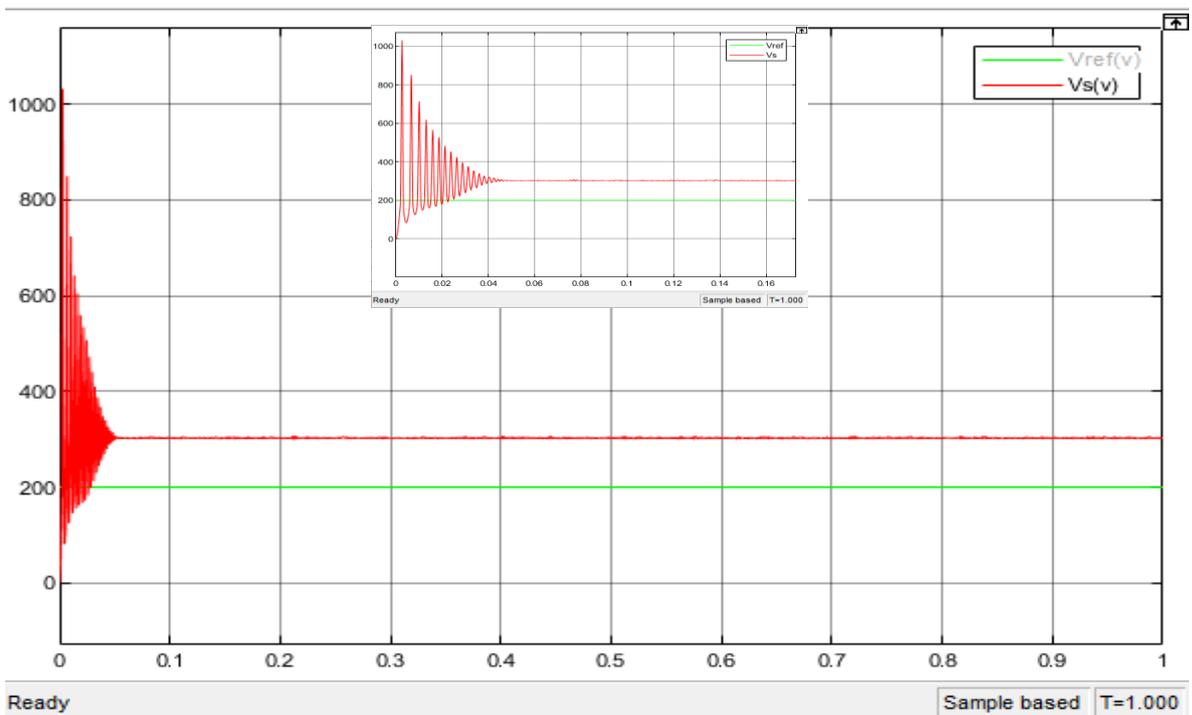


Figure (III.11) : La tension de sortie et tension de référence.

➤ La figure (III.12) : représente la variation des courants des bobines du convertisseur boost entrelacé d'une variation avec une fonction du temps.

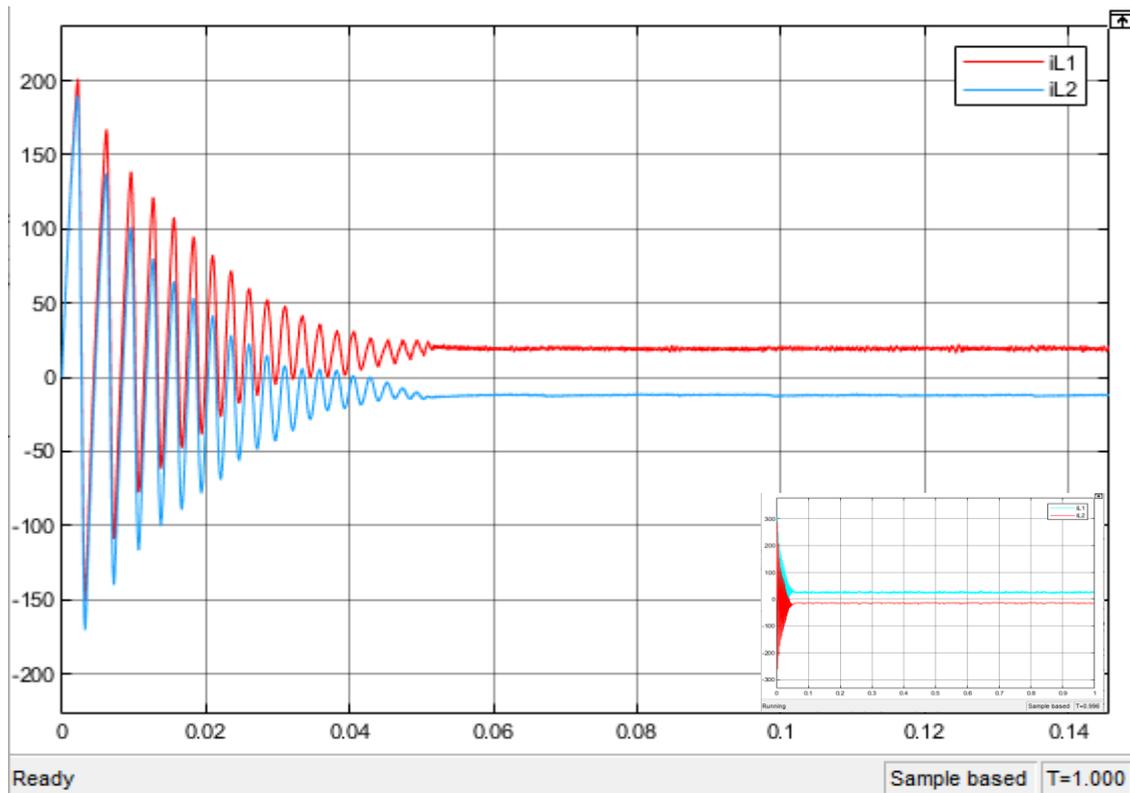


Figure (III.12) : Courants des bras  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  du convertisseur boost entrelacé d'une variation avec une fonction du temps à  $t=1s$

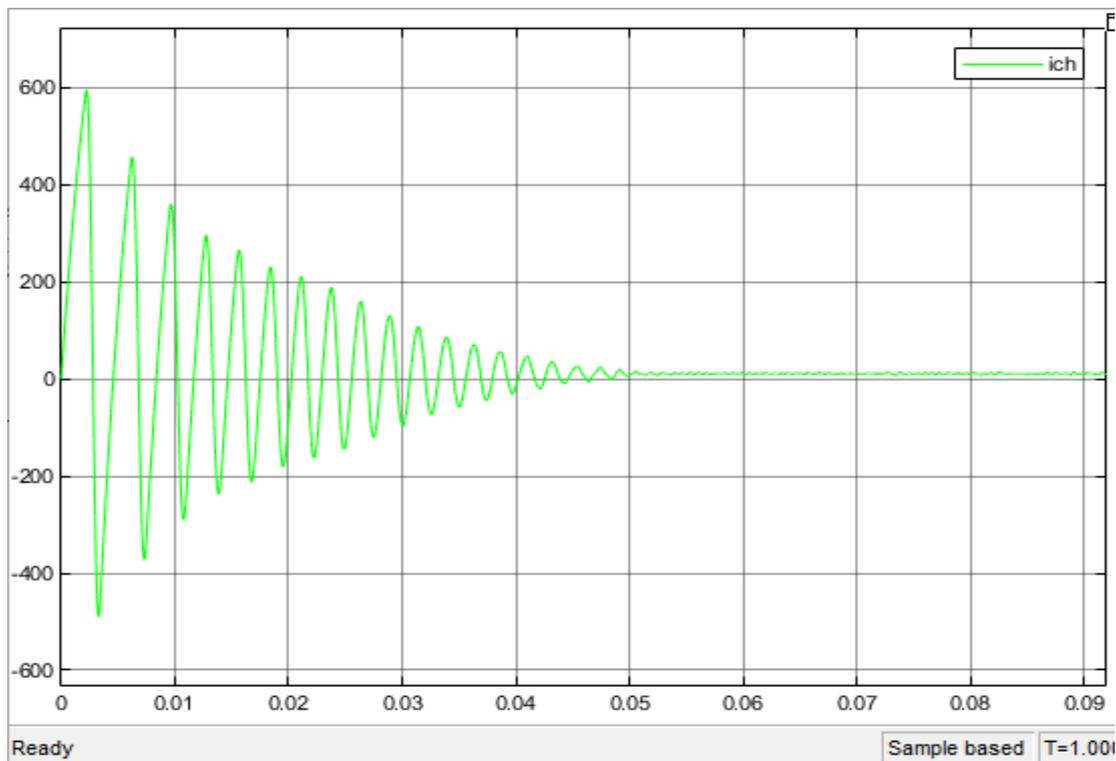


Figure (III.13) : Courants des bras  $i_{ch}(V)$  du convertisseur boost entrelacé.

### III.3.2.2. Interprétation des résultats :

Lors de la modification du courant d'entrée du transformateur à deux bras, nous avons ce qui suit :

La valeur du courant sortant est doublée à 3 fois ou plus

D'après les figures (III.4), (III.6) et (III.12), on peut voir que les courants de bras sont bien équilibrés et uniformément répartis, mais l'augmentation de l'ondulation n'est pas précise.

Après avoir ajusté les valeurs du courant d'entrée, on observe l'augmentation de la valeur de la tension de sortie  $V_o = 300\text{v}$ , qui n'est pas égale à la tension de référence " $V_{ref} = 200\text{V}$ ".

### III.3.3. Résultats d'un convertisseur boost entrelacé avec régulateurs PI utilisés a tension de entre 100(v) et la variation des rapports cycliques $D=0.5$ :

- La figure (III.14) représente la variation de la tension de la sortie du convertisseur boost entrelacé à deux bras a tension de entre 100(V) et  $D=0.5$ .

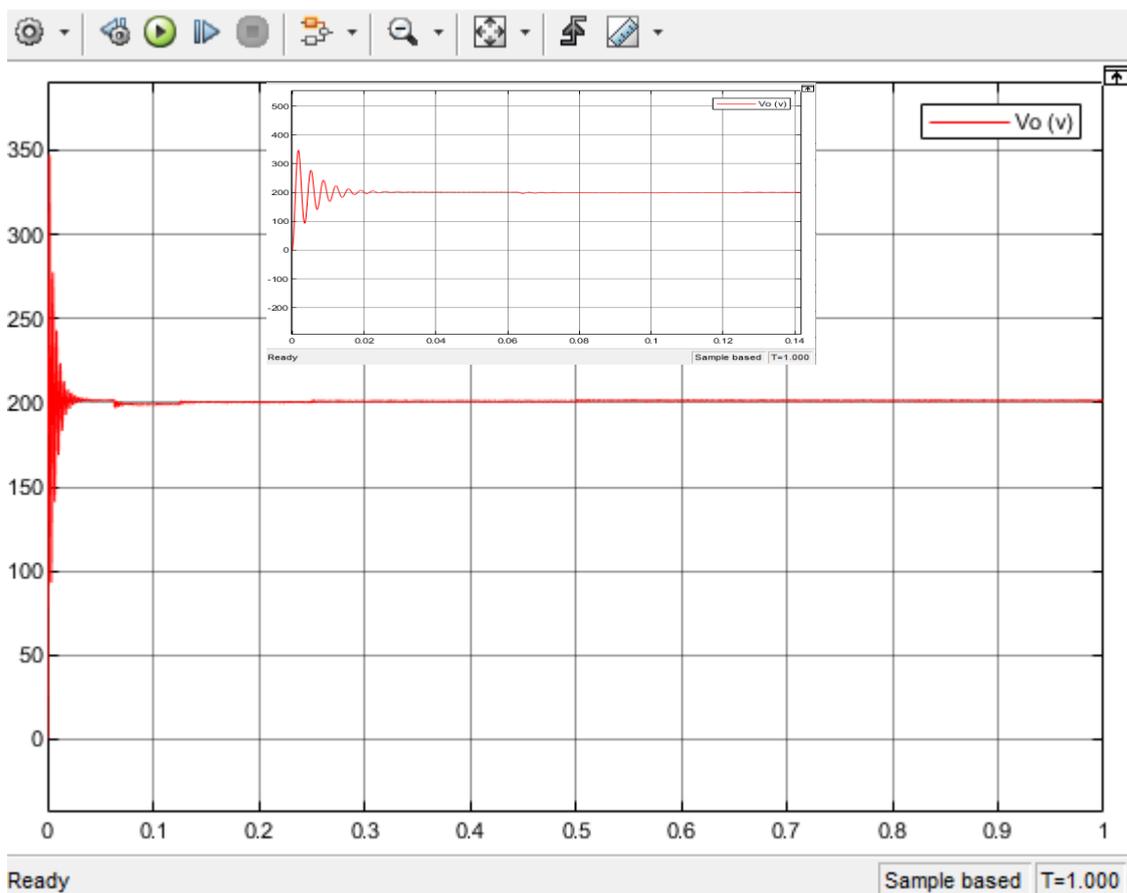


Figure (III.14) : Tension de sortie  $V_0$  du convertisseur boost entrelacé a deux bras.

- La figure (III.15) représente l'évolution des courants des bobines et leur courant de référence du convertisseur boost entrelacé à deux bras :

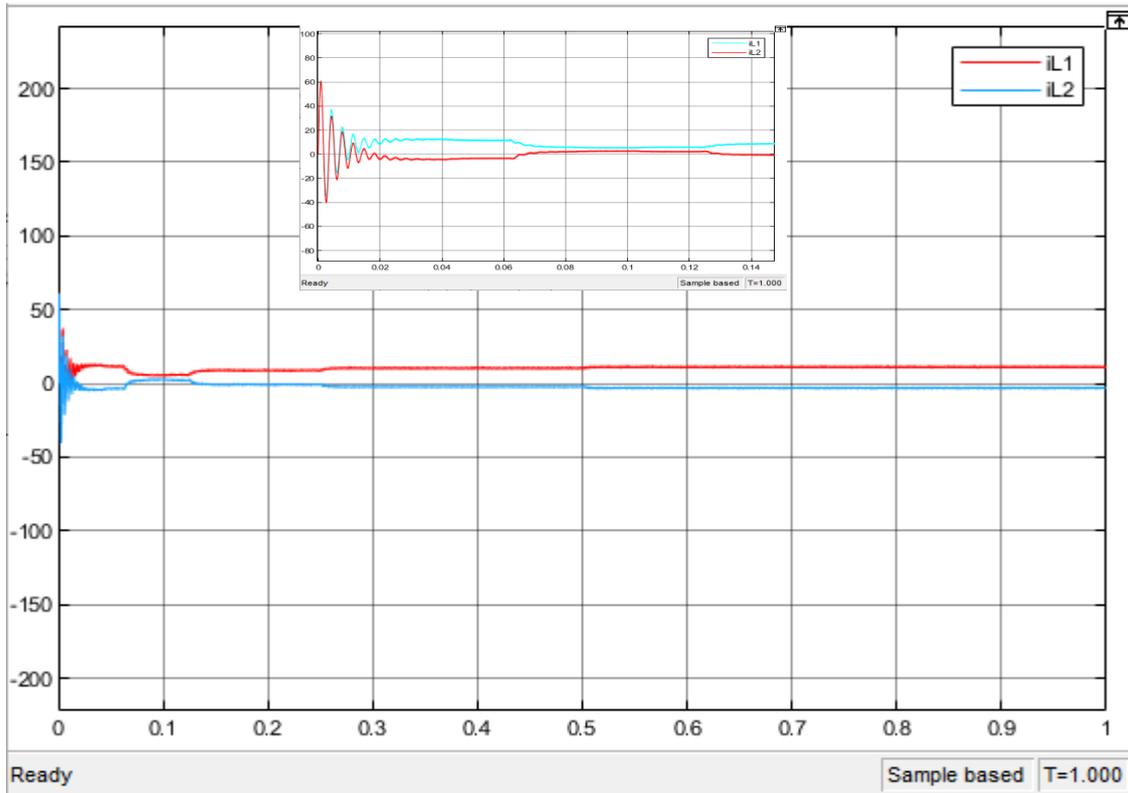


Figure (III.15) : Courants des bras  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  du convertisseur boost entrelacé.

- La figure (III.16) : représente l'évolution de courant de charger.

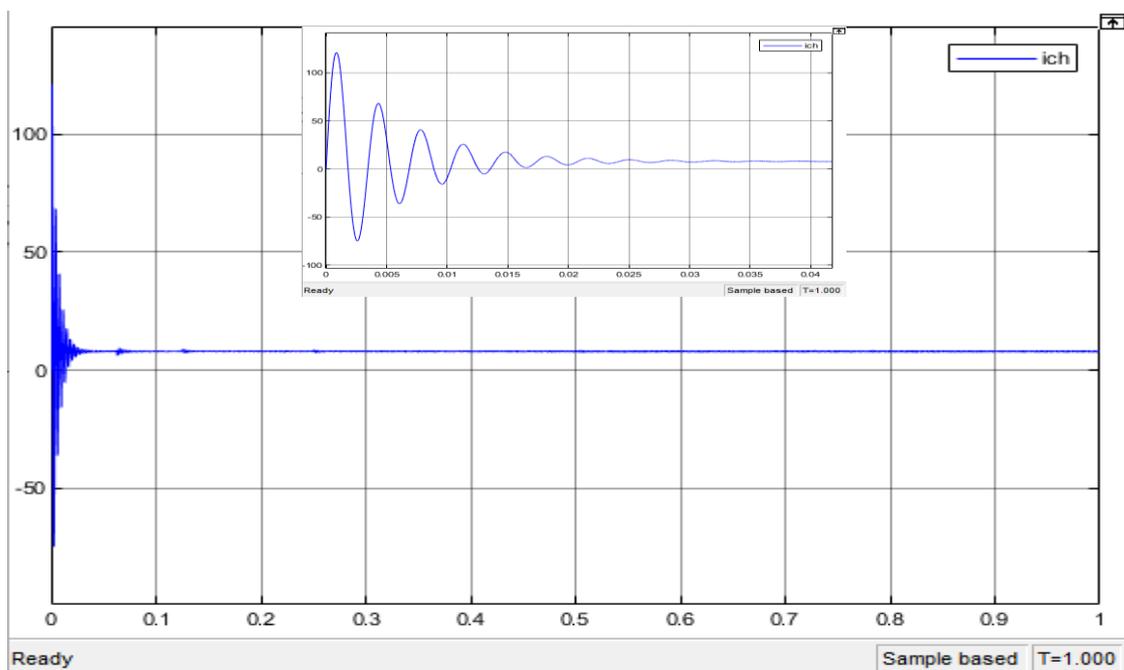


Figure (III.16) :  $i_{ch}$  courant de charger.

- La figure Figure(III.17) représente la courbe du courant d'entrée du convertisseur boost entrelacé.

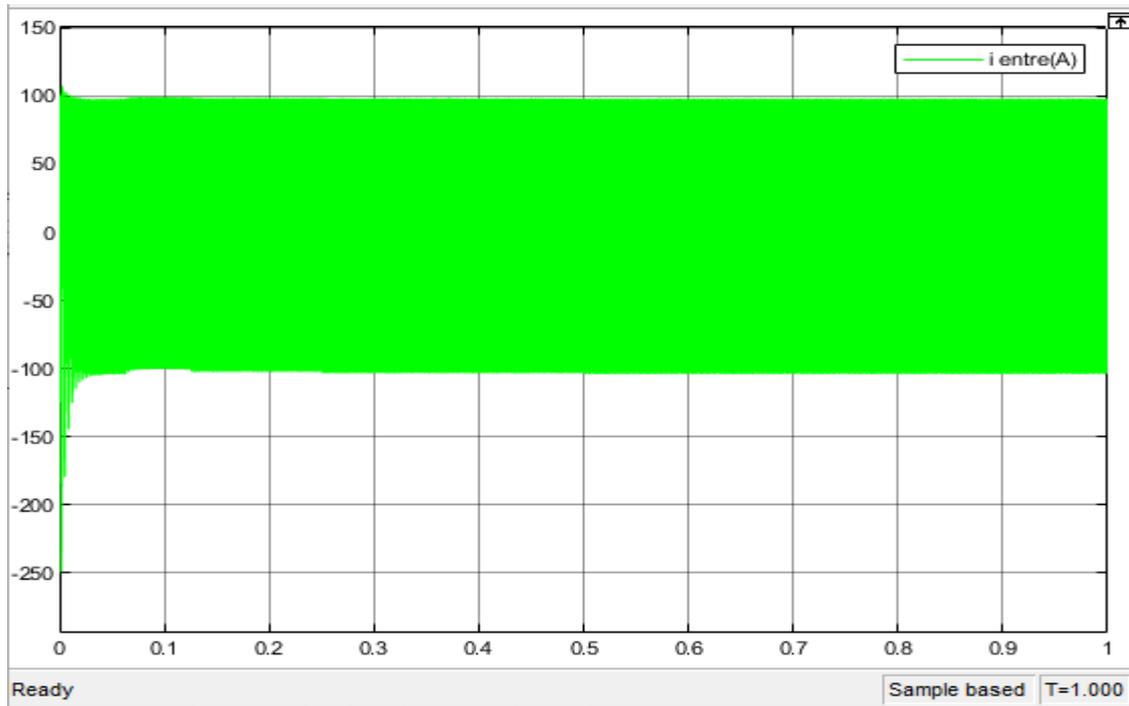


Figure (III.17): représente du courant d'entrée.

- La Figure (III.18) représente la variation des rapports cycliques du convertisseur boost entrelacé :

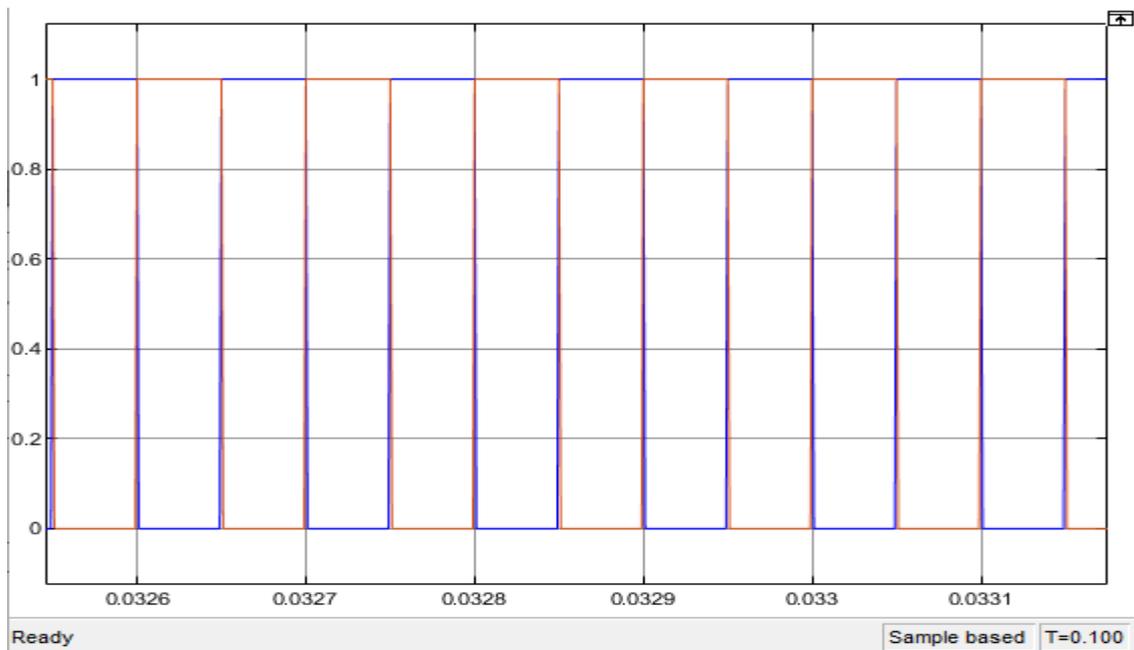


Figure (III.18) : courant d'inductance avec déphasage de 180 degrés pour  $D = 0,5$ .

### III.3.3.1. Interprétation des résultats :

La valeur de la tension de sortie peut être contrôlée en ajustant la valeur de "duty cycle" pour noter que nous avons changé sa valeur en  $D = 0,5$ , nous voyons donc ce qui suit.

L'ondulation du courant sortant et sa stabilité à la valeur  $V_o = 200v$ .

L'instabilité du courant de bobine dans les blindages et leur instabilité.

Une diminution de la valeur de la tension d'entrée et du courant de charge, et sa valeur diminue, et son ondulation augmente.

### III.3.3.2. Résultats en boucle ouverte :

➤ La simulation de convertisseur boost entrelacé à deux bras :

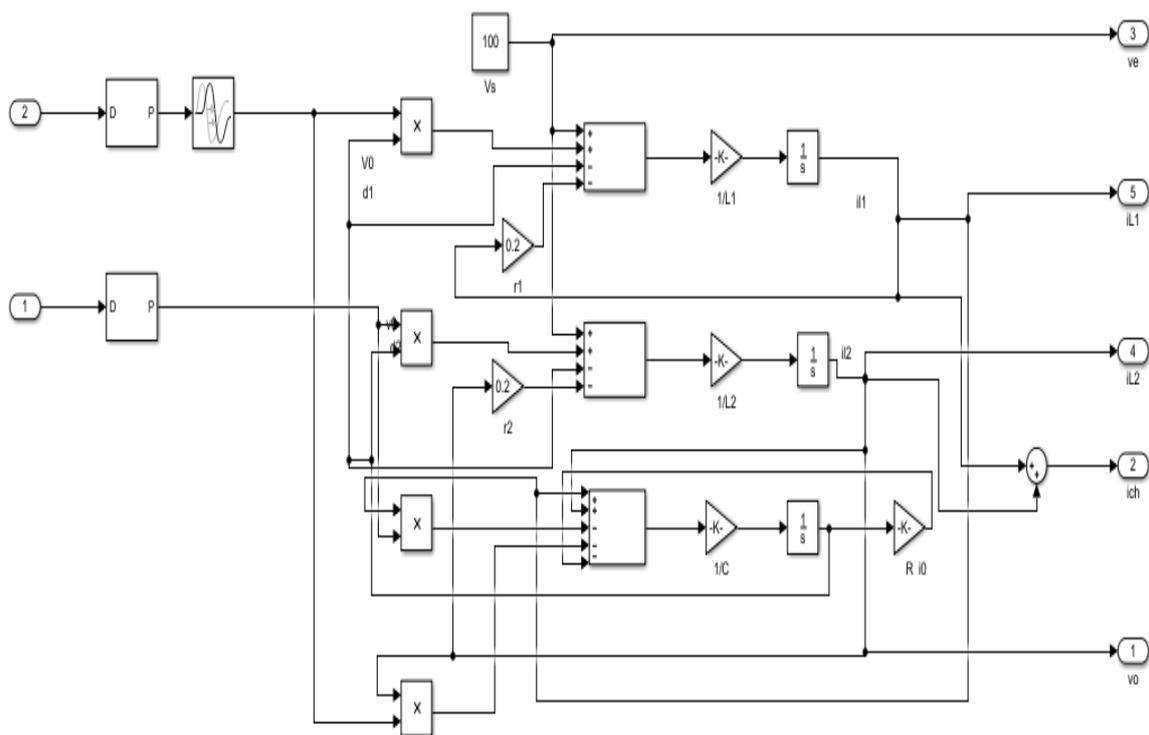
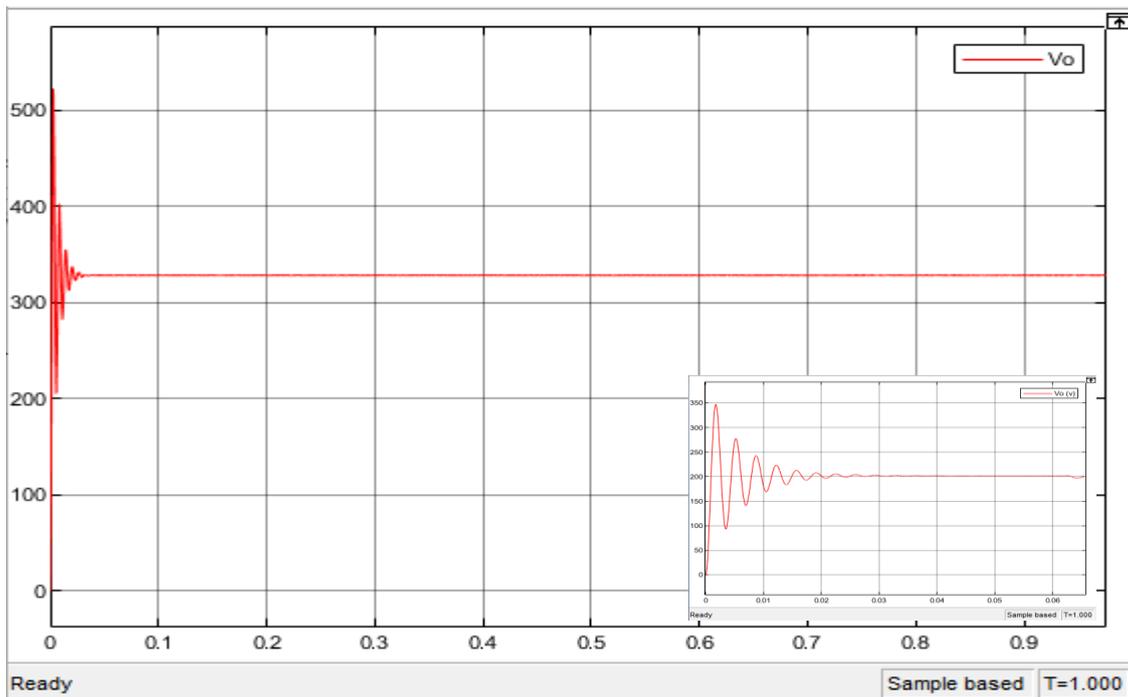


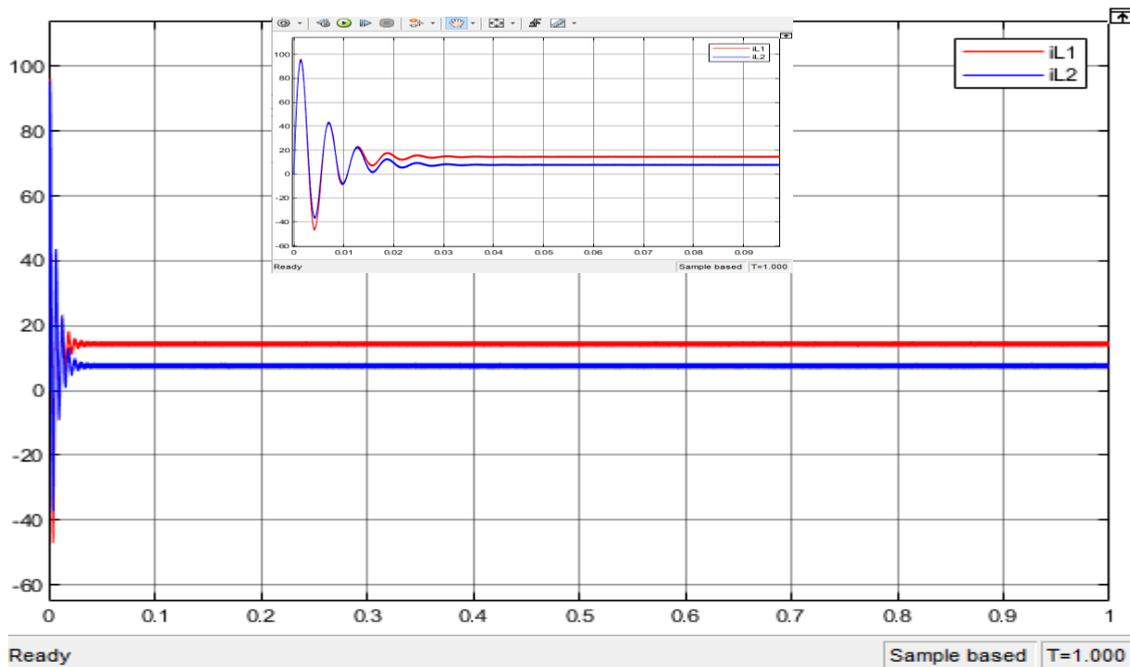
Figure (III.19) : Schéma global de convertisseur boost entrelacé à deux bras en boucle ouverte.

- La figure (III.20) représente la variation de la tension de la sortie du convertisseur boost entrelacé à deux bras.



**Figure (III.20) :** Tension de sortie  $V_0$  du convertisseur boost entrelacé lors d'une variation de la charge et changement de la consigne

- La figure (III.21) représente l'évolution des courants des bobines et leur courant de référence du convertisseur boost entrelacé à deux bras :



**Figure (III.21) :** Courants des bras  $iL_i$  ( $iL_1$ ,  $iL_2$ ) du convertisseur boost entrelacé lors d'une variation de la charge et changement de la consigne de la tension de sortie à  $t=0.5s$

➤ La figure (III.22) : représente l'évolution de courant de charger.

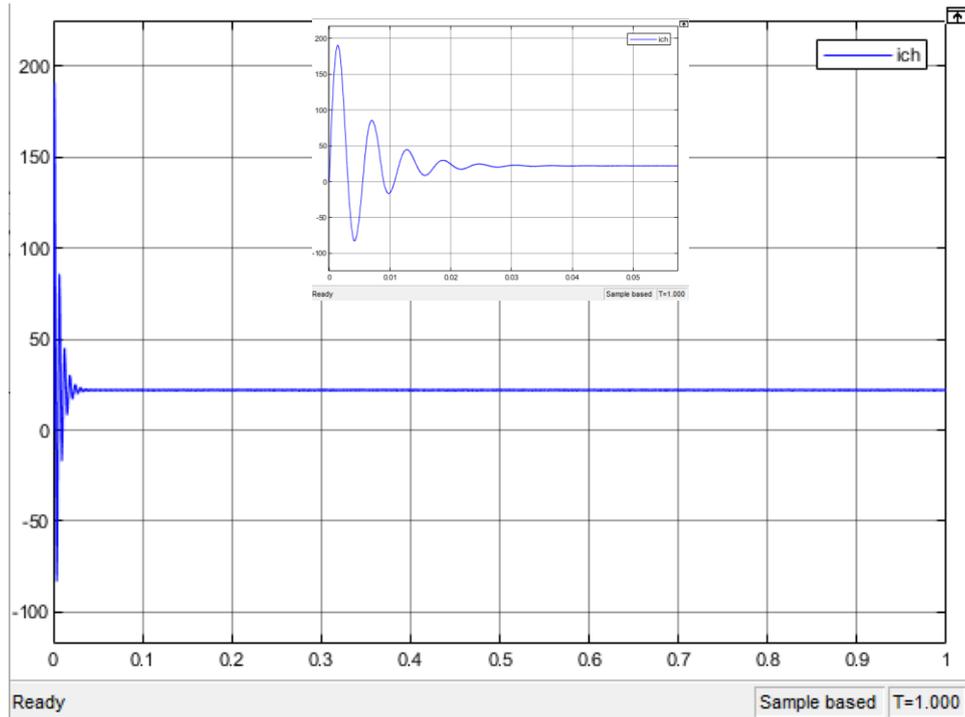


Figure (III.22) :  $i_{ch}$  courant de charger.

➤ La figure Figure(III.23) représente la courbe du courant d'entrée du convertisseur boost entrelacé :

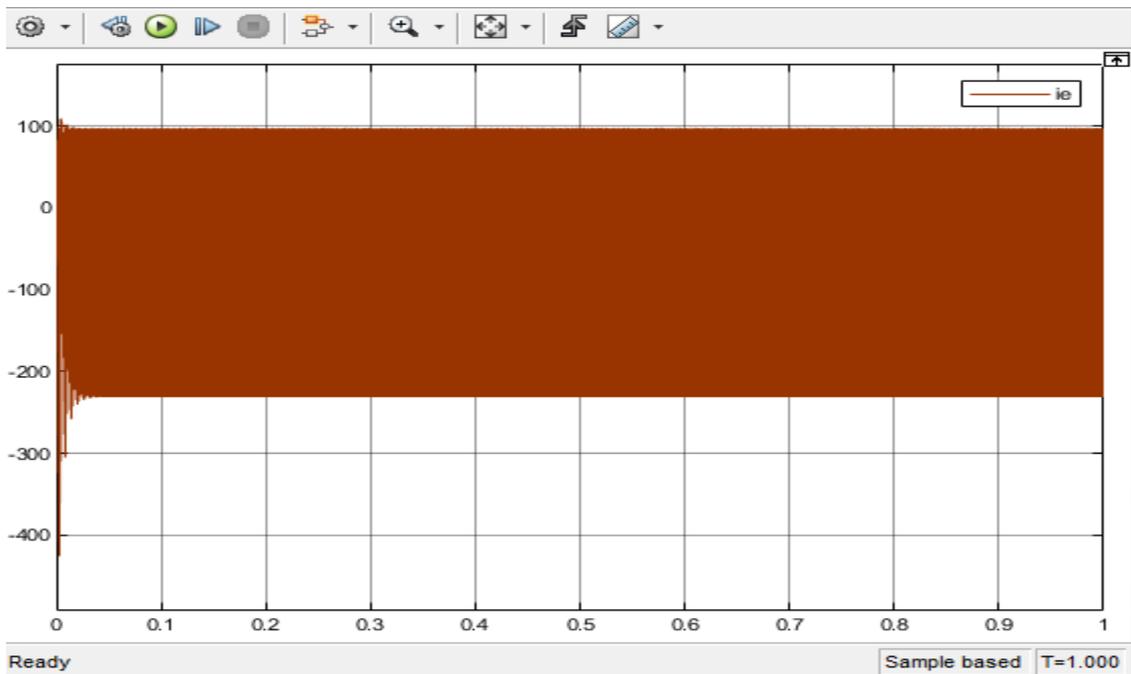


Figure (III.23) : représente du courant d'entrée.

- La Figure (III.24) représente la variation des rapports cycliques du convertisseur boost entrelacé :

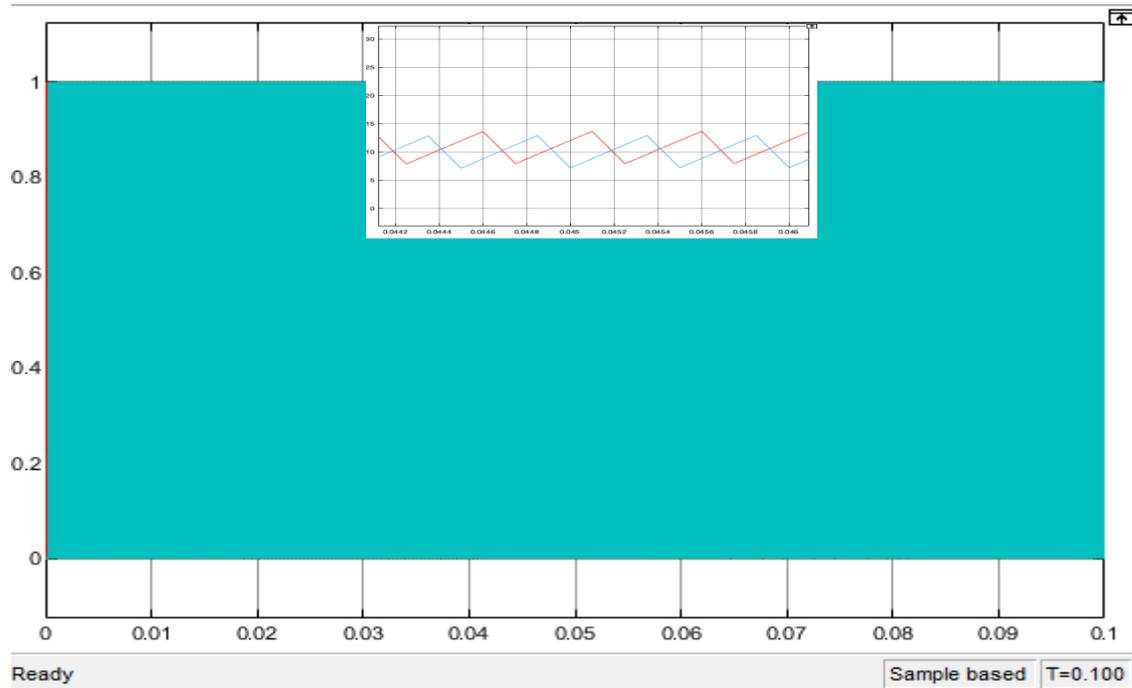


Figure (III.24) : courant d'inductance avec déphasage de 180 degrés pour  $D = 0,7$ .

- Les figures (III.21), (III.23) et (III.24) représentent respectivement la variation de la tension, des courants de bras et du courant d'entrée du transformateur élévateur synaptique. Les différences correspondantes des cycles économiques sont présentées dans la figure (III.24).

### III.3.4. Résultats d'un convertisseur boost entrelacé avec régulateurs PI utilisés :

#### III.3.4.1. Résultats en boucle fermée :

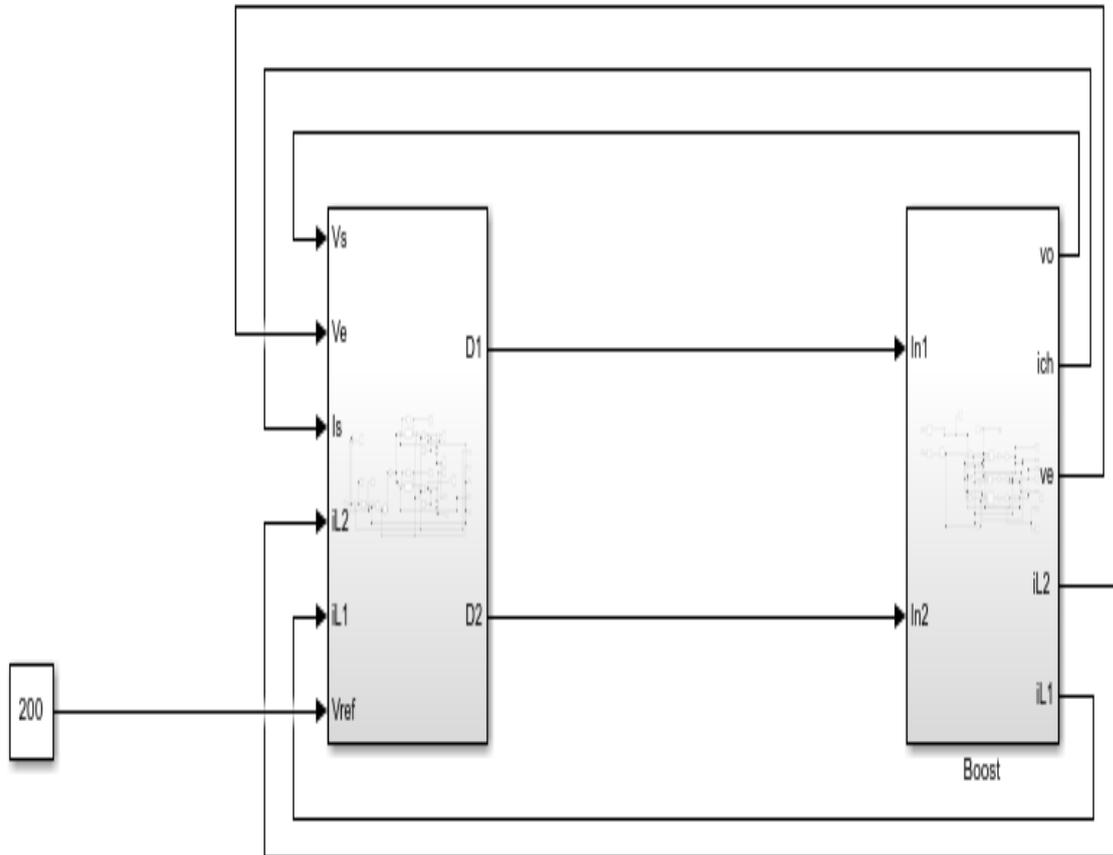


Figure (III.25) : Schéma block global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras avec régulateurs PI.

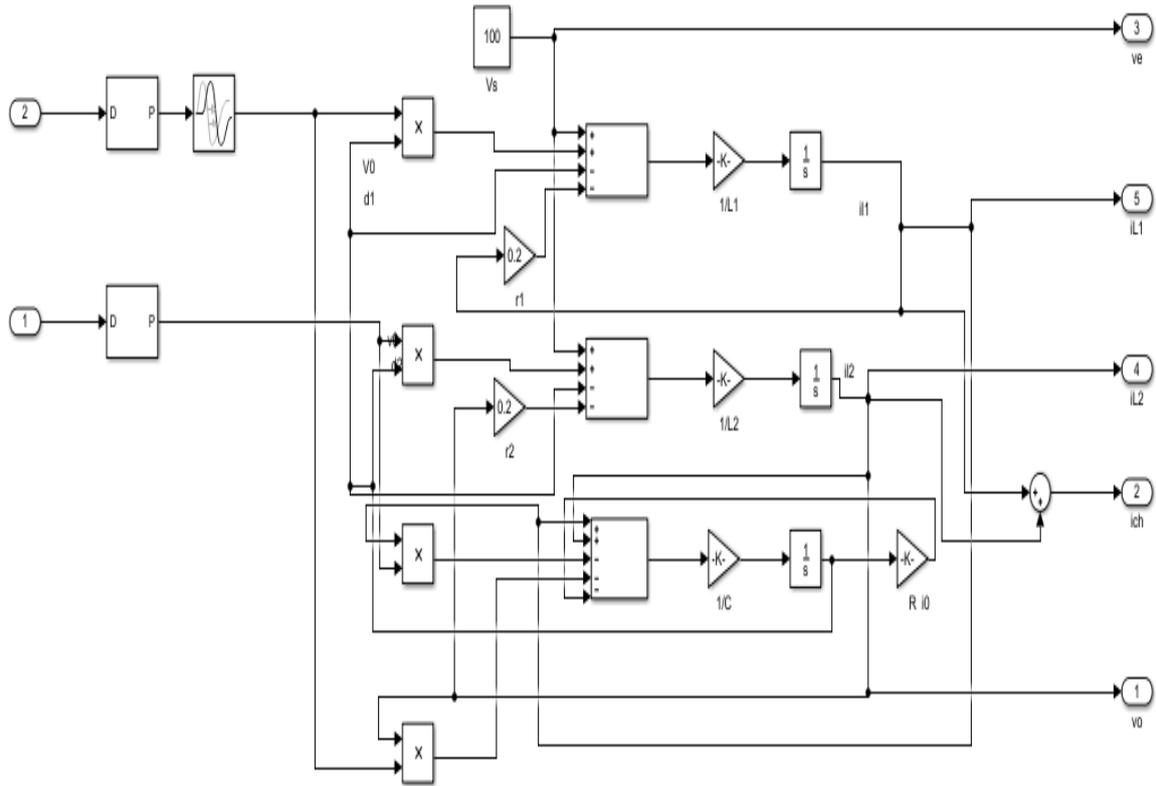


Figure (III.26) : Schéma block du convertisseur boost entrelacé à deux bras.

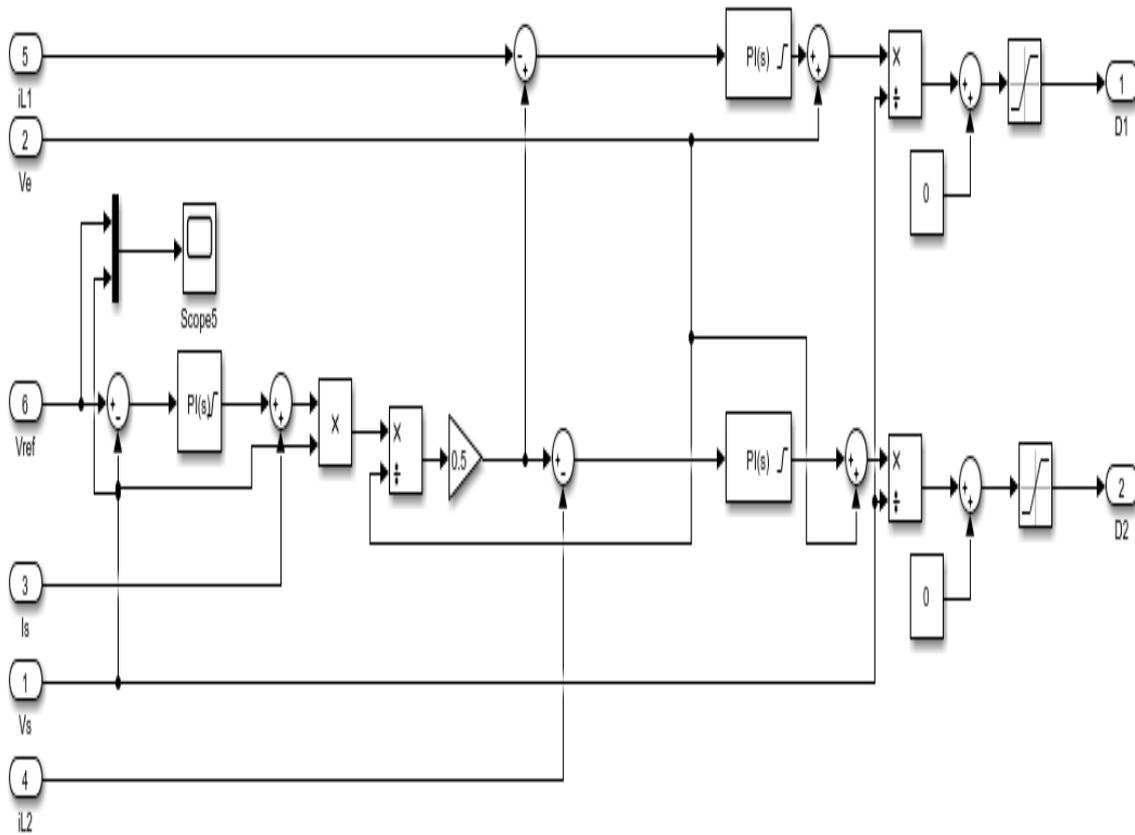


Figure (III.27) : schéma block de la régulateur PI.

- La figure (III.28) : représente la variation de la tension de la sortie du convertisseur boost entrelacé à deux bras d'une variation avec une fonction du temps.

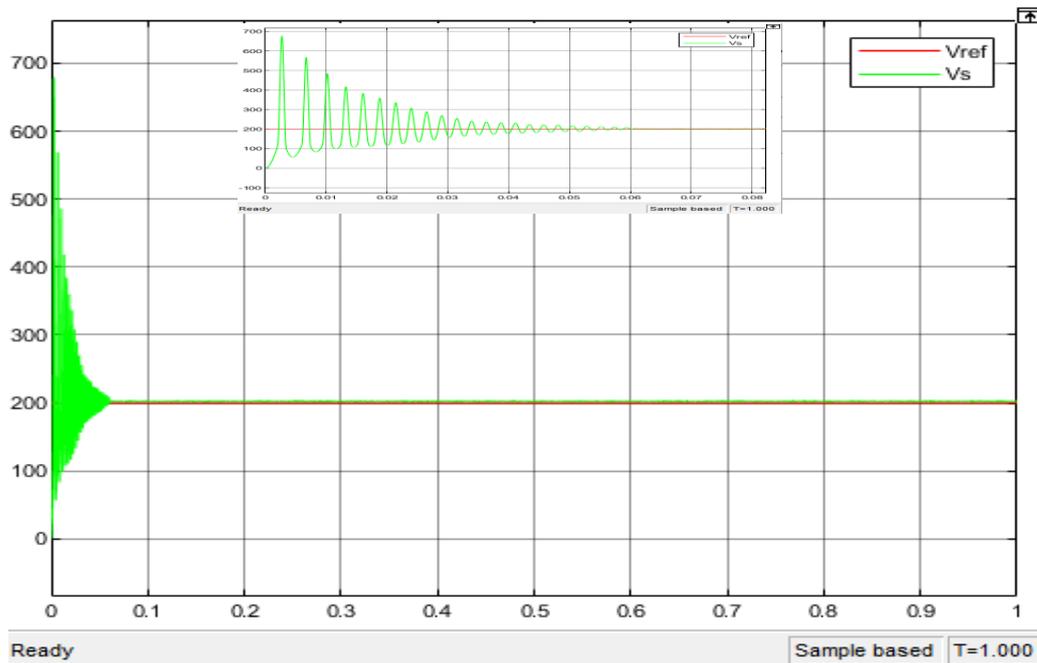


Figure (III.28) : La tension de sortie et tension de référence.

- La figure (III.29) : représente la variation des courants des bobines du convertisseur boost entrelacé d'une variation avec une fonction du temps.

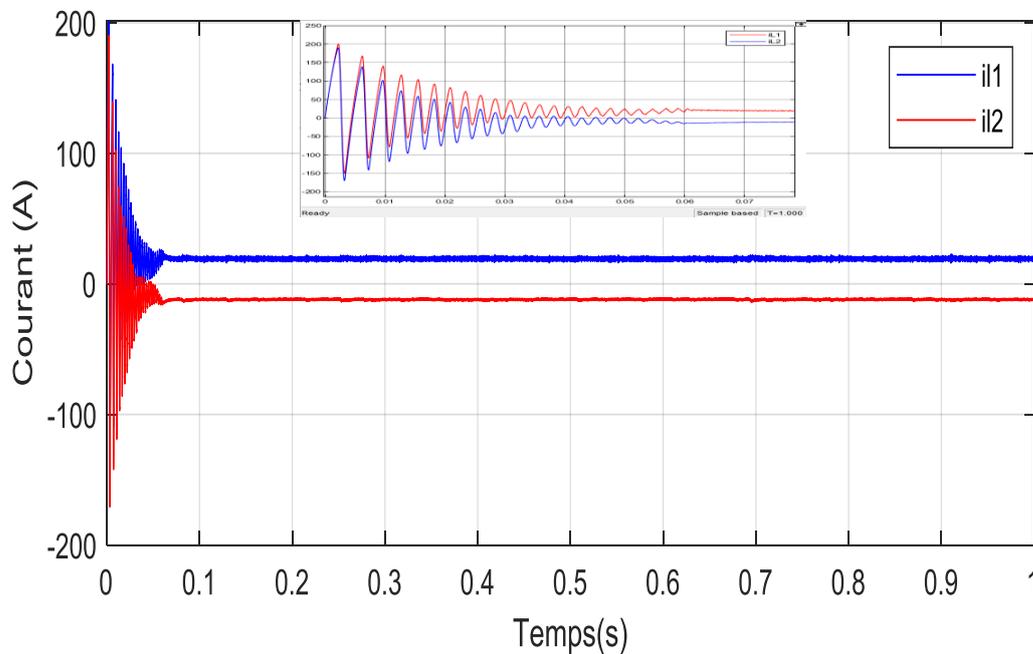


Figure (III.29) : Courants des bras  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  du convertisseur boost entrelacé d'une variation avec une fonction du temps à  $t=1s$

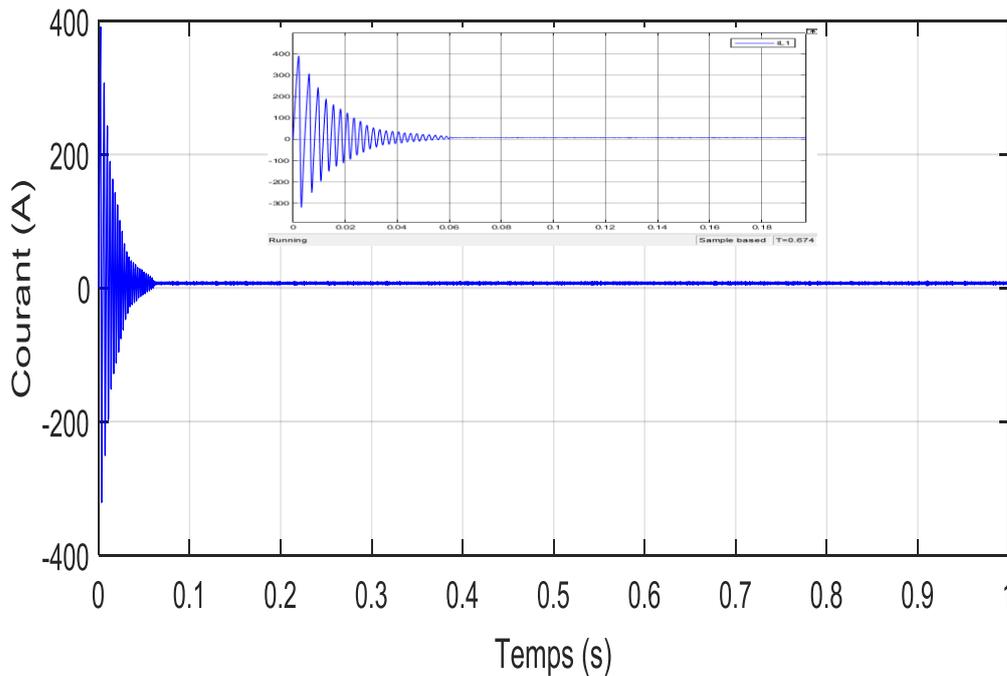


Figure (III.30) : Courants des bras ich du convertisseur boost entrelacé.

- Les figures (III.28) et (III.29) représentent respectivement la variation de la tension, des courants de bras et du courant d'entrée du deuxième transformateur élévateur entrelacé de commande.

### III.4. Interprétation des résultats :

On remarque diminue 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.

D'après les figures (III.21), (III.23) et (III.30), on peut voir que les courants de bras sont bien équilibrés et équitablement répartis (la moitié du courant total est le tout), ce qui confirme l'exactitude de le récapitulatif des commandes présentées.

Nous avons également observé que les courants des deux bras en cas de modulation basée sur le modèle instantané suivent bien le courant de référence provenant de la boucle de tension et acquièrent fréquence et compensation. Ces caractéristiques garantissent que l'ondulation du courant d'entrée est réduite. En revanche, il garantit moins de débordement et un bon temps de réponse.

Après modification des valeurs de gain, on note l'augmentation de la valeur de la tension de sortie égale à la tension de référence «  $V_{ref} = 200 \text{ V}$  » et la diminution de l'ondulation de courant. Les résultats de la simulation du régulateur PI appliqué à l'inter verrouillage

convertisseurs impulsion el sont acceptables. La tension de sortie suit la tension de référence avec une réponse légèrement retardée due à des phénomènes inductifs et capacitifs. Le régulateur PI est connu pour sa simplicité, sa fiabilité, sa facilité de simulation et même sa conception. [28]

### **III.5.Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous présentons une vue d'ensemble de la commande, de la modélisation, des tables de paramètres et enfin des tables de paramètres et du composant diagramme de blocs de la simulation avec les résultats de la commande PI appliquée au disjoncteur de survoltage entrelacé. [29]. L'idée en elle-même est très similaire à celle appliquée aux onduleurs classiques, où l'objectif était d'atteindre un certain niveau de performances (précision, rapidité, insensibilité au bruit, durabilité). Pour ce faire, l'approche de synthèse des régulateurs PI a été détaillée et permet d'améliorer les performances du système et de donner de meilleures performances en régime établi aussi bien en courant qu'en tension. La tension de 100 V a été augmentée à une tension de sortie de 325 V à l'aide de la technologie d'entrelacement. L'opération est effectuée dans la condition de boucle ouverte. Dans le cas de la boucle fermée, on obtient une tension de 200 volts (dans le cas du raccordement d'un PI lié). Le système est capable d'alimenter la charge plus efficacement.

Nous concluons l'efficacité du convertisseur Boost à produire une tension deux ou trois fois supérieure à la tension d'entrée.

Les convertisseurs ont plus d'avantages tels qu'un rendement élevé, une faible ondulation, etc. Par rapport au système de convertisseur boost traditionnel. La valeur de la tension de sortie peut être contrôlée en ajustant la valeur du "duty cycle".

**Conclusion Générale**

## Conclusion Générale :

En conclusion, ce travail réalisé de notre étude approfondie :

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les différents types de convertisseurs DC-DC entrelacé, tels que le boost-cutter, le hacheur boost et le convertisseur buck-boost, ainsi que leur principe de fonctionnement.

Et dans le deuxième chapitre, nous avons étudié la modélisation du convertisseur boost entrelacé. Ensuite, nous avons donné des généralités sur le contrôle du hacheur et des différents régulateurs de base et étudié la modélisation mathématique de chacun des interrupteurs (back, boost, back-boost), et à partir de là nous avons fait un tour d'horizon des régulateurs de contrôle (PI, PWM, backstepping. Etc.) Comme nous nous sommes appuyés sur le régulateur PI dans cette étude, le contrôle PI a donc été appliqué au post-transducteur synaptique.

Enfin, nous avons donné des simulations en boucle ouverte et en boucle fermée de ce convertisseur. Nous avons donné un aperçu des tables de contrôle, de modélisation et de paramètres. Enfin, nous avons donné les tables de paramètres et le composant Blok-charte et l'intégrer dans Matlab de la simulation avec le PI. Résultats de contrôle appliqués au disjoncteur boost entrelacé. Le contrôle du convertisseur boost ajusté à deux bras et son interprétation sont présentés. Les résultats obtenus. D'après les résultats de simulation obtenus, il a été conclu que :

La stratégie de contrôle doit être bien mise en œuvre afin d'assurer la fiabilité du produit et répondre aux normes de performance recherchées par les fabricants. Pour ce faire, la programmation doit se faire de manière concise et optimisée pour faciliter sa mise en œuvre.

Outre la fiabilité, la sécurité des équipements est un élément clé du succès de tout produit de qualité. Il est nécessaire de prendre en compte les différents risques et dangers pour les opérateurs ainsi que les équipements afin de minimiser les conséquences.

La performance de la technologie de contrôle utilisée, dans laquelle une faible ondulation de courant est observée.

Il permet d'améliorer les performances du système et donne de meilleures performances en régime établi, que ce soit en courant ou en tension.

Le système est capable d'alimenter la charge plus efficacement. Le convertisseur DC-DC et la commande remplissent correctement leur rôle.

Nous concluons que le convertisseur Boost est efficace pour produire deux ou trois fois plus de tension que la tension d'entrée, et que les convertisseurs ont plus d'avantages tels qu'un rendement élevé, une faible ondulation, etc. Par rapport au système de convertisseur boost

traditionnel. La valeur de la tension de sortie peut être contrôlée en ajustant la valeur du "duty cycle".

Ces résultats, très intéressants, montrent que l'utilisation de la commande permet une amélioration significative du rendement. Le contrôle PI devient de plus en plus populaire en raison de sa capacité à maintenir un point de consigne précis et à obtenir de meilleurs résultats

## **Bibliographie**

## **Bibliographie**

Mémoire fin : d'étude et simulation d'un convertisseur DC DC Multicellulaires types Buck. [1]

Mémoire fin : commande par backstepping d'un convertisseur DC DC entrelacée et une paraphase personnelle. [2]

M.H. Rashid, Power Electronics Handbook, Academic Press, 2001, p. 220. [3]

Meddah Mohamed, «synthèse des convertisseurs statique DC/DC/AC pour les systèmes photo voltaïques : étude et simulation», Thèse de magister, Université d'Oran.2011. [4]

ZemouriAzeddine, «étude expérimentale d'un convertisseur DC/DC contrôles par une commande robuste», Thèse de magister, Université Batna.2014. [5]

<http://selearn.univ ouargla.dz2013-2014 courses TP ELECTRONIQUE DE PUIS document Cour 3 Hacheur.pdf>. [6]

achour abderraouf « analyse et commande d'un hacheur buck-boost » mémoire de master Université Mohamed Khider de Biskra. [7]

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. [8]

Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique Par : BOUKHOUIDEM BELKACEM LAYAIDA MOHAMMED. [9]

Mémoire de Master Mention Électronique Microsystèmes et microélectronique et conception de circuits présenté par Ziani Seyfeddine & Ould Mammar Mohamed Etude et simulation d'un hacheur Boost pour suivre le point de puissance maximal (MPPT) . [10]

J. Mahdavi, A. Emadi, and H. Toliyat, —Application of state space averaging method to sliding mode control of PWM DC/DC converters, lin proc. IEEE Ind. Application, Conf., New Orleans, USA, Oct.1997, pp.820-827. [11]

ACHOUR Abderraouf, « Analyse et commande d'un hacheur Buck- boost», mémoire de master, Université Mohamed Khider de Biskra, 2018. [12]

[Riverglanapts.com/fr/converts:214\\_advantage\\_and\\_disadvantages\\_of\\_power\\_electronic\\_converters\\_html](http://Riverglanapts.com/fr/converts:214_advantage_and_disadvantages_of_power_electronic_converters_html). [13]

[Riverglanapts.com/fr/converts:214\\_advantage\\_and\\_disadvantages\\_of\\_power\\_electronic\\_converters\\_html](http://Riverglanapts.com/fr/converts:214_advantage_and_disadvantages_of_power_electronic_converters_html) ET il ya des changement personnel's. [14]

DC-DC Converter Modeling and Simulation using State Space Approach Rodney H.G. Tan Electrical & Electronics Engineering Department UCSI University Kuala Lumpur, Malaysia

rodneytan@ieee.org Landon Y. H. Hoo Electrical and Electronics Engineering Department  
UCSI University Kuala Lumpur, Malaysia [landon005@gmail.com](mailto:landon005@gmail.com) . [15]

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES CONCEPTION D'UN CONTRÔLEUR  
DE COURANT POUR UNE SOURCE DC ALIMENTANT DES TORCHES À PLASMA  
MÉMOIRE PRÉSENTÉ COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE  
ÉLECTRIQUE PAR AMIRA CHÉRIT! . [16]

J. Ferrieux, F. Forest, "Alimentations à découpage Convertisseurs à resonance:  
Principes composants-modélisation", Paris, France, Dunod, 1999. [17]

Professeur A. Rufer, P. Barrade « Cours d'électronique, de puissance Conversion DC/DC »  
école polytechnique fédérale de Lausanne. [18]

K. J. Astrom and T. Hagglund., "PID Controllers: Theory, Design, and Tuning", Instrument  
Society of America, Research Triangle Park, Ne, 1995. [19]

Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique Par :  
BOUKHOUIDEM BELKACEM LAYAIDA MOHAMMED. [20]

D. Guilbert, S.M. Collura, A. Scipioni, « DC/DC converter topologies for electrolyzers: State-  
of-the-art and remaining key issues ». [21]

SAHRAOUI M, "Contrôle robuste des systèmes non linéaires par les approches de  
l'intelligence artificielle", DOCTORAT EN SCIENCES, Université d'Oran 1 A. Ben  
Bella, 2016. [22]

Zemouri Azeddine, « étude expérimentale d'un convertisseur DC/DC contrôlé par une  
commande robuste », Thèse de magister, Université Batna. 2014. [23]

K. J. Astrom and T. Hagglund., "PID Controllers: Theory, Design, and Tuning", Instrument  
Society of America, Research Triangle Park, Ne, 1995. [24]

H. Akagi, T. Sawae and A. Nabae, "130 kHz, 7.5 kW Current Source Inverter Using Static  
Induction Transistors For Induction Heating Application," IEEE Trans. on Power Electronics,  
vol. 3, July 1988. [25]

Magister en Electrotechnique Option : Commande Electrique par : NETTARI Yakoub Thème  
Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC. [26]

ZORIG Anwar, GHADBANE Houssam Eddine, « Simulation par PIL de la commande par  
mode glissant de deux convertisseurs buck et boost entrelacés » UNIVERSITE MOHAMED  
BOUDIAF - M'SILA (Année universitaire : 2018 /2019). [27]

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. [28]

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). [29]