

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

N° :.....



DOMAINE : Génie Electrique
FILIERE : Electrotechnique
OPTION : Commande Electrique

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Intitulé

**Simulation par PIL de la commande par mode
glissant de deux convertisseurs buck et boost
entrelacés**

Proposé et dirigé par :

Pr. BARKAT Said

Présenté par :

ZORIG Anwar

GHADBANE Houssam Eddine

Soutenu devant le jury composé de:

BOUZIDI Riad	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Président
BARKAT Said	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Rapporteur
BENSLIMAN Tarak	Université Mohamed Boudiaf de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

Remerciements

Au terme de ce travail, nous remercions ALLAH, le tout puissant, pour nous avoir donné la santé et la volonté pour l'accomplir.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur Pr. BARKAT SAID pour l'aide et pour ses conseils précieux qu'il nous a donné durant notre étude ainsi que lors de la réalisation de ce travail. Nos vifs remerciements vont aussi à Mr YUCEFA Khalil pour son aide inestimable.

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

Nous remercions vont également à nos enseignants, nos parents, nos frères, nos sœurs, nos chers amis, pour leurs aides et leurs sacrifices.

Table des matières

Introduction générale	1
------------------------------	----------

Chapitre I

Modélisation des convertisseurs Buck et Boost entrelacés

I.1 Introduction	3
I.2 Entrelacement des convertisseurs	3
I.2.1 Avantages de l'entrelacement	3
I.2.2 Principe de la technique d'entrelacement	4
I.3 Modèles moyens des convertisseurs	5
I.3.1 Modèle moyen du convertisseur boost entrelacé à deux bras	5
I.3.1.1 Modèle moyen du convertisseur boost entrelacé dans le premier mode, $D < 0.5$	5
I.3.1.2 Modèle moyen du convertisseur boost entrelacé pour $D > 0.5$	8
I.3.2 Modèle du convertisseur buck entrelacé à deux bras	11
I.3.2.1 Modèle moyen du convertisseur buck entrelacé pour $D < 0.5$	11
I.3.2.2 Modèle moyen du convertisseur buck entrelacé pour $D > 0.5$	14
I.3.3 Modèles moyens généralisés des convertisseurs boost et Buck entrelacés	17
I.4 Dimensionnement des convertisseurs boost et buck entrelacés	18
I.4.1 Dimensionnement du convertisseur boost entrelacé	18
I.4.1.1 Ondulation du courant Δi_L et choix de l'inductance de chaque bras	18
I.4.1.2 Dimensionnement de l'inductance du convertisseur boost à n bras	23
I.4.1.3 Choix de la capacité de sortie	26
I.4.1.4 Choix des transistors	26
I.4.2.3 Choix des diodes	27
I.4.2 Dimensionnement du convertisseur buck entrelacé	27
I.4.2.1 Ondulation du courant Δi_L et choix de l'inductance de chaque bras	27
I.4.2.2 Dimensionnement de l'inductance du convertisseur buck à n bras	30
I.4.2.3 Choix de la capacité de sortie	33

I.4.2.4	Choix des transistors _____	33
I.4.2.5	Choix des diodes _____	34
I.5	Conclusion _____	34

Chapitre II

Commande linéaire des convertisseurs Buck et Boost entrelacés

II.1	Introduction _____	35
II.2	Commande linéaire du convertisseur boost entrelacés à deux bras _____	35
II.2.1	Méthode basée sur le modèle instantané du convertisseur boost entrelacé _____	36
II.2.1.1	Synthèse du régulateur de la tension d’ sortie du convertisseur boost entrelacé ____	36
II.2.1.2	Synthèse du régulateur des courants des bras _____	37
II.2.2	Synthèse du régulateur par les critères graphiques _____	38
II.2.2.1	Fonctions de transfert du convertisseur Boost entrelacé _____	38
II.2.2.2	Fonction de transfert du correcteur _____	39
II.2.2.3	Utilisation du régulateur PI _____	40
II.2.2.4	Régulation en courant de convertisseur DC/DC entrelacé à deux bras _____	41
II.2.2.5	Régulation en courant du convertisseur Boost entrelacé _____	41
II.2.3	Résultats de simulation _____	45
II.2.3.1	Résultats de simulation du réglage par du modèle instantané _____	45
II.2.3.2	Résultats de simulation du réglage en courant _____	47
II.3	Synthèse de la commande linéaire du convertisseur buck entrelacés à deux bras _____	49
II.3.1	Réglage par la modèle instantané du convertisseur buck entrelacé _____	49
II.3.1.1	Synthèse du régulateur de la tension d’ sortie du convertisseur buck entrelacé ____	49
II.3.1.2	Synthèse les régulateurs des courants des bras _____	50
II.3.2	Synthèse du régulateur par la règles de revers _____	51
II.3.2.1	Fonction de transfert du convertisseur buck entrelacé _____	51
II.3.2.2	boucle de courant _____	53
II.3.2.3	Boucle de la tension _____	54
II.3.3	Résultats de simulation _____	55
II.3.2.1	Résultats de simulation du réglage par du modèle instantané _____	55
II.3.2.2	Résultats de simulation du réglage en courant (Current Mode Control) _____	56
II.4	Conclusion _____	58

Chapitre III

Commande par mode glissant des convertisseurs buck et boost à deux bras entrelacés

III.1	Introduction _____	59
III.2	Principe de la commande par mode de glissement _____	59
III.3	Conception de la commande par mode glissant _____	60
III.3.1	Choix de la surface de glissement _____	60
III.3.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant _____	61
III.3.2.1	Condition d'attractivité _____	61
III.3.2.2	Fonction de Lyapunov _____	61
III.3.3	Détermination de la loi de commande _____	61
III.3.3.1	Détermination de la commande équivalente _____	62
III.3.3.2	Détermination de la commande discontinue _____	62
III.4	Synthèse de la commande par mode glissant d'un convertisseur boost et buck entrelacé à deux bras _____	62
III.4.1	Synthèse de la commande par mode glissant d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras _____	62
III.4.1.1	Synthèse du régulateur par mode glissant de la tension SMC _____	62
III.4.1.2	Synthèse des régulateurs par mode glissant des courants des bras _____	64
III.4.2	Résultats de simulation _____	64
III.4.3	Synthèse de la commande par mode glissant d'un convertisseur buck entrelacé à deux bras _____	66
III.4.3.1	Synthèse du régulateur par mode glissant de la tension _____	67
III.4.3.2	Synthèse des régulateurs par mode glissant des courants des bras _____	68
III.4.3.3	Résultats de simulation _____	68
III.5	Conclusion _____	70

Chapitre IV

Co-simulation de la commande linéaire et par mode glissant des convertisseurs Buck et Boost entrelacés

IV.1	Introduction _____	71
IV.2	Carte STM32F4 _____	71
IV.3	Configuration de la Carte STM32F4 avec logiciel MATLAB _____	72
IV.4	Co-simulation avec la carte STM32F4 _____	72
IV.5	Résultats de co-simulation de la commande linéaire des convertisseurs buck et boost entrelacés à deux bras _____	77

IV.6 Résultats de co-simulation de la commande par mode glissant des convertisseurs buck et boost entrelacés à deux bras	79
IV.7 Conclusion	80
Conclusion générale	81
Bibliographie	

Liste des figures

Chapitre I

Figures.....	Pages
Figure (I.1): Topologies des convertisseurs entrelacés : (a) Convertisseur boost, (b) Convertisseur buck.....	4
Figure (I.2): Forme d'ondes dans le cas d'entrelacement de deux bras du convertisseur boost/buck : (a) Courants circulant dans les inductances, et le courant total , (b) Signaux de commande pour un rapport cyclique égal à $D= 1/3$	4
Figure (I.3): Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode I, phase I ($D<0.5$, $T1=ON$, $T2=OFF$, $D1=OFF$ et $D2=ON$)	5
Figure (I.4): Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode I, phase II ou phase IV ($D<0.5$, $T1=OFF$, $T2=OFF$, $D1=ON$ et $D2=ON$	6
Figure (I.5): : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode I, phase III ($D<0.5$, $T1=OFF$, $T2=ON$, $D1=ON$ et $D2=OFF$)	7
Figure (I.6): Forme d'ondes de courants circulant dans les inductances, et le courant total dans le cas d'entrelacement de deux bras du convertisseur boost/buck et les signaux de commande pour un rapport cyclique égal à $D= 3/2$	8
Figure (I.7): Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase I ou phase III ($D >0.5$, $T1=ON$, $T2=ON$, $d1=OFF$ et $d2=OFF$)	8
Figure (I.8): : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase II ($D >0.5$, $T1=ON$, $T2=OFF$, $D1=OFF$ et $D2=ON$	9
Figure (I.9): Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase IV ($D >0.5$, $T1=OFF$, $T2=ON$, $D1= ON$ et $D2= OFF$	10
Figure (I.10): Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le mode I, phase I ($D<0.5$, $T1=ON$, $T2=OFF$, $D1= OFF$ et $D2= ON$)	11
Figure (I.11): Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le mode I, phase II ou phase IV ($D<0.5$, $T1=OFF$, $T2=OFF$, $D1=ON$ et $D2=ON$	12
Figure (I.12): Convertisseur buck entrelacé durant phase III pour $D<0.5$ avec $T1=OFF$, $T2=ON$, $D1=ON$ et $D2=OFF$	13
Figure (I.13): Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase I ou phase III ($D >0.5$, $T1=ON$, $T2=ON$, $d1=OFF$ et $d2=OFF$)	14
Figure (I.14): Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase I ($D >0.5$, $T1=ON$, $T2=OFF$, $D1=OFF$ et $D2=ON$)	15

Figure (I.15): Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase IV ($D > 0.5$, $T1=OFF$, $T2=ON$, $D1=ON$ et $D2=OFF$).....	16
Figure (I.16): Convertisseur boost entrelacé avec des inductances couplées.....	18
Figure (I.17): Formes d'onde des courants d'entrée et dans les inductances pour $D < 0.5$	19
Figure (I.18): d'ondulation du courant d'entrée en fonction du rapport cyclique D et le nombre de bras n [13]	22.
Figure (I.19): Les ondulations des courantes totales des inductances [16]	29.

Chapitre II

Figure (II.1): Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras.....	36
Figure (II.2): Schéma de régulation de la tension de générateur par un PI.....	37
Figure (II.3): Schéma de régulation du courant par un PI.....	37
Figure (II.4): Schéma d'un système asservi de la commande par boucle de courant.	41
Figure (II.5): Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras.....	42
Figure (II.6): Boucles d'asservissement des courants des bras.	42
Figure (II.7): Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouvert de la boucle de courant.....	43
Figure (II.8): Diagramme de Bode du système avec correcteur PI.....	43
Figure (II.9): Boucle d'asservissement de courant.....	44
Figure (II.10): Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouvert de la boucle de tension.....	44
Figure (II.11): Diagramme de Bode du système avec correcteur PI.....	45
Figure (II.12): Tension de sortie lors d'une variation de la charge et changement de la consigne à $t=0.1s$	46
Figure (II.13): Courants des bras lors d'une variation de la charge et changement de la consigne de la tension de sortie à $t=0.1s$	46
Figure (II.14): Courant d'entrée du convertisseur boost entrelacé.....	47
Figure (II.15): Variation des rapports cycliques	47
Figure (II.16): Tension de sortie lors d'une variation de la charge et changement de la consigne de la tension de sortie à $t=0.2s$	48
Figure (II.17): Courants des bras et le courant d'entrée avec variation de consigne et de la charge à $t=0.1s$	48
Figure (II.18): Schéma global de la commande du convertisseur buck entrelacé à deux bras.....	49
Figure (II.19): Schéma de régulation de la tension de sortie.....	49
Figure (II.20): Schéma de régulation du courant i_L par un PI.....	50

Figure (II.21): Schéma global de la commande du convertisseur buck entrelacé à deux bras.....	51
Figure (II.22): Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de courant.....	53
Figure (II.23): Diagramme de Bode du système avec correcteur PI ($k_p=1000$ et $k_i=500$).....	54
Figure (II.24): Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de tension.....	54
Figure (II.25): Diagramme de Bode de la boucle de tension avec correcteur PI.....	55
Figure (II.26): Tension de sortie lors d'une variation de la charge à $t=0.1s$ et changement de la consigne de la tension de sortie entre $t=0.02s$ et $t=0.03s$	56
Figure (II.27): Courants des bras et le courant de sortie du convertisseur buck entrelacé à deux bras.....	56
Figure (II.28): Tension de sortie lors d'une variation de la charge suivie d'un changement de la consigne de la référence.....	57
Figure (II.29): Courants des bras, leur référence et le courant de sortie du convertisseur buck entrelacé à deux bras.....	57

Chapitre III

Figure (III.1): Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel.....	60
Figure (III.2): Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras.....	63
Figure (III.3) : Performance du convertisseur boost entrelacé contrôlé par des régulateurs mode glissant sous une variation de charge et de la tension de référence, (a) Tension de sortie et sa référence (b) courants des bras et ses références avec variation de la charge et de la tension de sortie, (b) Courant d'entrée du convertisseur.....	66
Figure (III.4): Schéma global de la commande du convertisseur buck entrelacé à deux bras.....	67
Figure (III.5): Performance du convertisseur buck entrelacé contrôlé par des régulateurs mode glissant sous une variation de charge et de la tension de référence, (a) Tension de sortie et sa référence (b) courants des bras et ses références avec variation de la tension de référence et de la charge.....	69

Chapitre IV

Figure (IV.1): Carte de développement STM32F4 de la société STMicroelectronics.....	72
Figure (IV.2): Fichier Simulink contient le circuit de puissance (convertisseur boost entrelacé à deux bras) et l'algorithme de la commande.....	73
Figure (IV.3): Bloc de configuration du bloc UART steup.....	74
Figure (IV.4): Blocs des configurations des blocs UART Rx et UART Tx.....	74
Figure (IV.5): Configuration du fichier contient l'algorithme de la commande à implémenter dans la carte STM32F4.....	75

Figure (IV.6): Fenêtres de compilations et de chargement du l'algorithme de la commande	75
Figure (IV.7): Configuration du fichier contient la partie de puissance à exécuté dans l'ordinateur.....	76
Figure (IV.8): Schéma synoptique d'une co-simulation réalisée par le logiciel MATLAB, la carte de développement STM32F4 et l'adaptateur USB/UART FTDI 232.....	77
Figure (IV.9): Résultats de co-simulation d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras contrôlé par la structure de commande représentée dans la figure (II.1), (a) Tensions de sortie du convertisseur et sa référence, (b) Courants des bras avec leur courant de référence	78
Figure (IV.10): : Résultats de co-simulation d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras contrôlé par la structure de commande linéaire représentée dans la figure (II.18) (a) Tensions de sortie du convertisseur et sa référence, (b) Courants des bras et courant de la charge.	78
Figure (IV.11): Résultats de co-simulation d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras contrôlé par la structure de commande à base du régulateur mode glissant représentée dans la figure (II.2) (a) Tensions de sortie du convertisseur et sa référence, (b) Courants des bras avec leur courant de référence.....	79
Figure (IV.12): Résultats de co-simulation d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras contrôlé par la structure de commande à base du régulateur mode glissant représentée dans la figure (II.5) (a) Tensions de sortie du convertisseur et sa référence, (b) Courants des bras et courant de la charge	80

Liste des tableaux

Chapitre II

Tableau (II.1): Paramètres du convertisseur boost entrelacé et des régulateurs utilisés	46
Tableau (II.2): Paramètres du convertisseur buck entrelacé et des régulateurs utilisés	55

Chapitre III

Tableau (III.1): Paramètres de simulation du système représenté sur la figure (III.1).....	65
Tableau (III.2): Paramètres de simulation du système représenté sur la figure (III.5).....	69

Introduction générale

Un convertisseur continu-continu dit hacheur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source de tension continue (batterie par exemple). Les convertisseurs continu-continu (DC-DC) sont devenus une composante essentielle dans les applications industrielles et militaires au cours de ces dernières décennies grâce à leurs rendements de plus en plus élevés, leurs faibles encombrements ainsi que leurs poids et coûts réduits. Ils ont remplacé les alimentations classiques linéaires, même pour les faibles niveaux de puissance [1][2]. Les convertisseurs DC-DC ont un très grand domaine d'application. Ils sont largement utilisés dans les ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues [3].

Pour réduire les ondulations des courants d'entrée et de sortie du convertisseur DC-DC on fait recours à la technique d'entrelacement. Cette structure consiste à mettre plusieurs convertisseurs de même type en parallèle et de décaler les signaux de commande les uns par rapport aux autres. Ceci permet d'avoir des avantages importants en termes du niveau de puissance, le calibre des composants actifs et passifs, et aussi sur le rendement, la dynamique, et la qualité d'énergie de l'étage de conversion [4], [5]. Cependant, l'entrelacement massif des convertisseurs engendre des problèmes de déséquilibre des courants de bras et l'existence des fortes ondulations de courant dans les bras du convertisseur [6] [7].

Divers travaux de recherche ont été proposés pour développer ce type de convertisseurs soit par des contributions sur la topologie de puissance [8], soit par optimisation du volume et le rendement du convertisseur [9], [10] ou par la focalisation sur les techniques et les stratégies de commande pour améliorer les performances dynamiques du convertisseur [7], [11]. En effet, il est nécessaire de développer des contrôleurs non-linéaires prenant en charge l'imprécision des modèles mathématique dues en partie aux incertitudes sur les paramètres et leurs éventuelles variations en fonction du temps et des points de fonctionnement. Ces contrôleurs doivent donc être robuste vis-à-vis les incertitudes, des perturbations introduites et vis-à-vis de les variations des paramètres du système. Il y a plusieurs techniques de commande qui ont été déjà appliquées sur les convertisseurs entrelacés dont on peut citer la commande par compensation des pôles, la commande par modes glissants, la commande robuste et la commande backstepping.

A son tour, un convertisseur de puissance peut être caractérisé comme un système périodique, non-linéaire et variant au cours du temps en raison de son fonctionnement basé sur le découpage. La topologie des éléments dynamiques du système dépend de l'état instantané de chaque interrupteur commandé, ce qui rend la modélisation complexe. Pour

répondre à ces défis, cette étude propose la conception et la co-simulation des contrôleurs par mode glissant des convertisseurs boost et buck entrelacés.

Le présent travail sera structuré en quatre chapitres organisés comme suit:

Le premier chapitre mettra en évidence la modélisation et le dimensionnement des convertisseurs boost et buck entrelacé.

Le second chapitre introduirai la commande a base de régulateurs PI synthétisés par deux méthodes l'une est basée sur le modèle instantané, et l'autre sur le modèle moyen en utilisant le critère de revers.

Le troisième chapitre proposera la synthèse de la commande par mode glissant des convertisseurs boost et buck entrelacés.

Le quatrième chapitre présentera la co-simulation à base du PIL des convertisseurs boost et buck entrelacé.

Ce mémoire se termine par une conclusion générale résumant les points essentiels de ce travail et évoquant des éventuels perspectives pour le développement future de ce thème de recherche.

Chapitre I

Modélisation et dimensionnement des convertisseurs Buck et Boost entrelacés

I.1 Introduction

Les convertisseurs de type DC-DC sont très utilisés en raison de leur petite taille et leur efficacité par rapport aux alimentations linéaires. Ils sont largement utilisés dans les alimentations de microprocesseurs des ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques [12].

La modélisation des convertisseurs a pour but d'analyser le comportement dynamique de ceux-ci afin de synthétiser les lois de commande nécessaires qui permettent d'atteindre les performances désirées. La difficulté majeure vient du principe même de ces convertisseurs: ils sont non linéaires et présentent plusieurs configurations électriques distinctes lors d'une période de commutation. La modélisation du comportement dynamique doit permettre de caractériser le fonctionnement du convertisseur DC-DC dans les deux modes de conduction (continue et discontinue) [13].

Ce chapitre vise le développement des modèles des convertisseurs buck et boost entrelacés fonctionnant en mode de conduction continue de sorte que ces modèles peuvent être utilisés en cas de conception d'un système de commande en boucle fermée.

I.2 Entrelacement des convertisseurs

La technique d'entrelacement est introduite essentiellement pour résoudre le problème lié à la valeur importante d'ondulation des courants d'entrée et de sortie du convertisseur. En effet, l'entrelacement permet de réduire considérablement ces ondulations, ce qui augmente le rendement et réduit la taille des composants actifs et passifs du convertisseur.

Dans cette partie, nous allons montrer le principe et les intérêts de l'application de cette technique aux convertisseurs buck et boost classiques.

I.2.1 Avantages de l'entrelacement

Les convertisseurs entrelacés ont l'avantage de réduire les ondulations du courant d'entrée et de sortie, ce qui permet de réduire en conséquence la taille des inductances et de la capacité de sortie. Donc pour la même valeur d'ondulation du courant d'entrée et de sortie, il est

possible d'utiliser des inductances et des capacités de valeurs plus faibles que celles utilisées dans la structure classique. Les principales motivations des convertisseurs entrelacés sont [8],[7],[11] :

- Réduction du coût total du convertisseur, en utilisant des composants de faibles calibres ;
- Amélioration du rendement de la conversion, car les pertes des semi-conducteurs, et dans les inductances sont réduites en raison du partage du courant sur plusieurs bras ;
- Possibilité d'atteindre des puissances inaccessibles avec les structures classiques ;
- Modularité du convertisseur qui permet notamment de répondre à des éventuelles modifications du cahier de charges ;
- Amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur.

I.2.2 Principe de la technique d'entrelacement

La technique d'entrelacement consiste à brancher en parallèle n bras d'un convertisseur classique et de décaler leurs signaux de commande par T/n , où T est la période de commutation. Les figures (I.1(a)) et (I.1(b)) illustrent respectivement l'entrelacement de deux bras des convertisseurs boost et buck.

L'introduction de cette technique modifie les formes d'ondes du courant en entrée ainsi qu'à la sortie de ces bras ce qui résulte à une diminution au niveau d'ondulation des courants d'entrée et de sortie comme le montre la figure (I.2) ce qui conduit à une réduction de la taille des éléments passifs ainsi que les contraintes sur les éléments actifs.

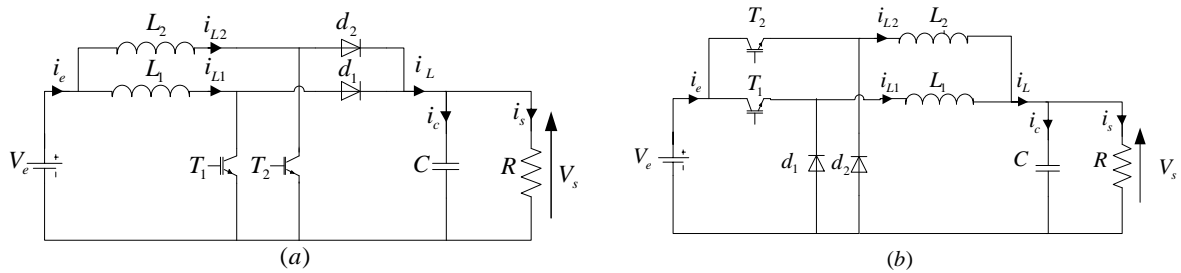


Figure (I.1) : Topologies des convertisseurs entrelacés : (a) Convertisseur boost, (b) Convertisseur buck

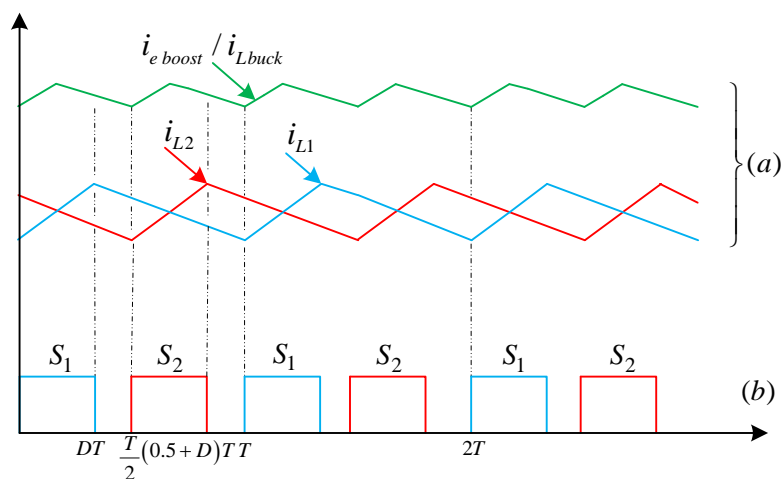


Figure (I.2) : Formes d'ondes dans le cas d'entrelacement de deux bras du convertisseur boost/buck : (a) Courants circulant dans les inductances, i_{L1} , i_{L2} et le courant total $i_{Lbuck} / i_{e boost}$, (b) Signaux des commandes pour un rapport cyclique égal à $D= 1/3$

I.3 Modèles moyens des convertisseurs

Par définition, un modèle moyen est obtenu en considérant la moyenne de toutes les équations d'état décrivant la dynamique des grandeurs électriques (courant, tension, ...) du convertisseur [14].

Dans cette sections, nous allons proposer des modèles moyens pour les convertisseurs buck et boost à deux bras entrelacés en considérant seulement le mode de conduction continu.

I.3.1 Modèle moyen du convertisseur boost entrelacé à deux bras

Selon la valeur du rapport cyclique inférieur ou supérieur à 0.5, on distingue alors deux modes de fonctionnement :

- Mode I ($D < 0.5$) : les deux interrupteurs ne seront jamais fermés en même temps ;
- Mode II ($D > 0.5$) : les deux interrupteurs ne seront jamais ouverts en même temps ;

Dans les sous-sections suivantes, nous allons développer le modèle moyen pour les deux modes de fonctionnement.

I.3.1.1 Modèle moyen du convertisseur boost entrelacé dans le premier mode, $D < 0.5$

Phase I, $t \in [0, DT]$: durant cette phase, T_1 est fermé, T_2 est ouvert comme le montre la figure (I.3).

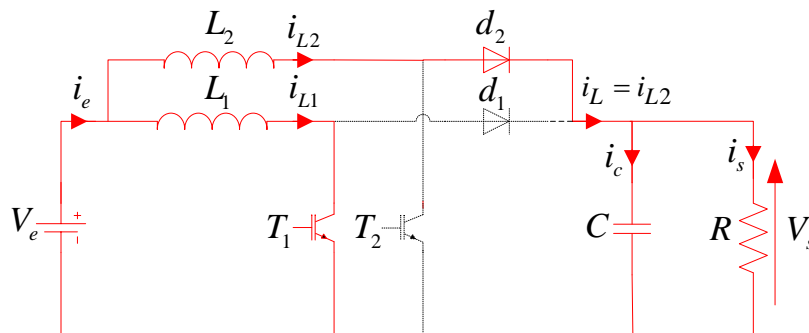


Figure (I.3) : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le *mode I*, *phase I* ($D < 0.5$, $T_1 = \text{ON}$, $T_2 = \text{OFF}$, $d_1 = \text{OFF}$ et $d_2 = \text{ON}$)

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.3), on obtient le système d'équations suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{array} \right. \quad (\text{I.1})$$

L'équation (I.1) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.2})$$

Phase II : $t \in [DT, T/2]$ et phase IV : $t \in \left[\left(\frac{1}{2}+D\right)T, T \right]$ durant ces deux phases, T_1 et T_2 sont ouverts, dans ce cas, le convertisseur fonctionne comme indique la figure (I.4).

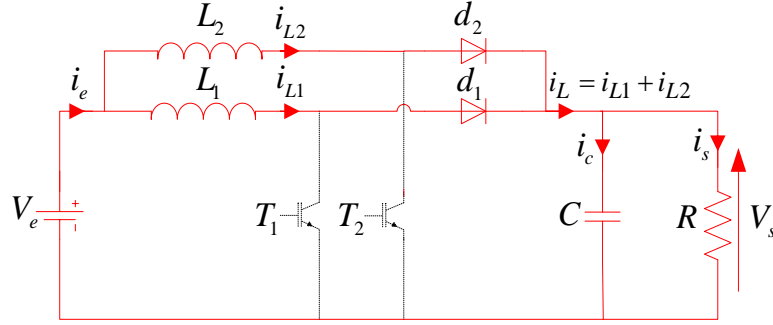


Figure (I.4) : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode I, phase II ou phase IV ($D < 0.5$, $T_1 = \text{OFF}$, $T_2 = \text{OFF}$, $d_1 = \text{ON}$ et $d_2 = \text{ON}$)

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.4), on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} + \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

L'équation (I.3) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.4})$$

Phase III : $t \in \left[\frac{1}{2}T, \left(\frac{1}{2}+D\right)T \right]$, durant cette phase, T_1 est ouvert, T_2 est fermé comme le montre la figure (I.5).

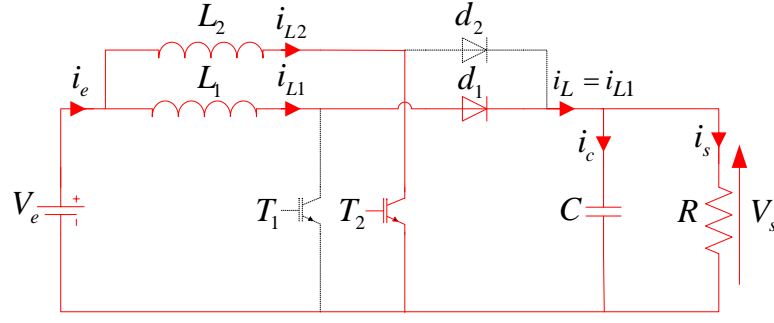


Figure (I.5) : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le *mode I*, *phase III* ($D < 0.5$, $T_1 = \text{OFF}$, $T_2 = \text{ON}$, $d_1 = \text{ON}$ et $d_2 = \text{OFF}$)

L'application des lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.5) donne le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

L'équation (I.5) est écrite sous la forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.6})$$

Le modèle moyen du convertisseur boost entrelacé est calculé en utilisant la loi suivante [15] :

$$\begin{cases} A = DA_1 + (\frac{1}{2} - D)A_2 + DA_3 + (\frac{1}{2} - D)A_4 \\ B = DB_1 + (\frac{1}{2} - D)B_2 + DB_3 + (\frac{1}{2} - D)B_4 \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

En remplaçant les matrices A_i et B_i des quatre phases précédentes dans (I.7), on trouve le modèle moyen du convertisseur boost à deux bras entrelacé fonctionnant dans le *mode I* comme suit:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C} & \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.8})$$

I.3.1.2 Modèle moyen du convertisseur Boost entrelacé pour $D > 0.5$

La figure (I.6) présente les allures des courants d'un convertisseur entrelacé à deux bras.

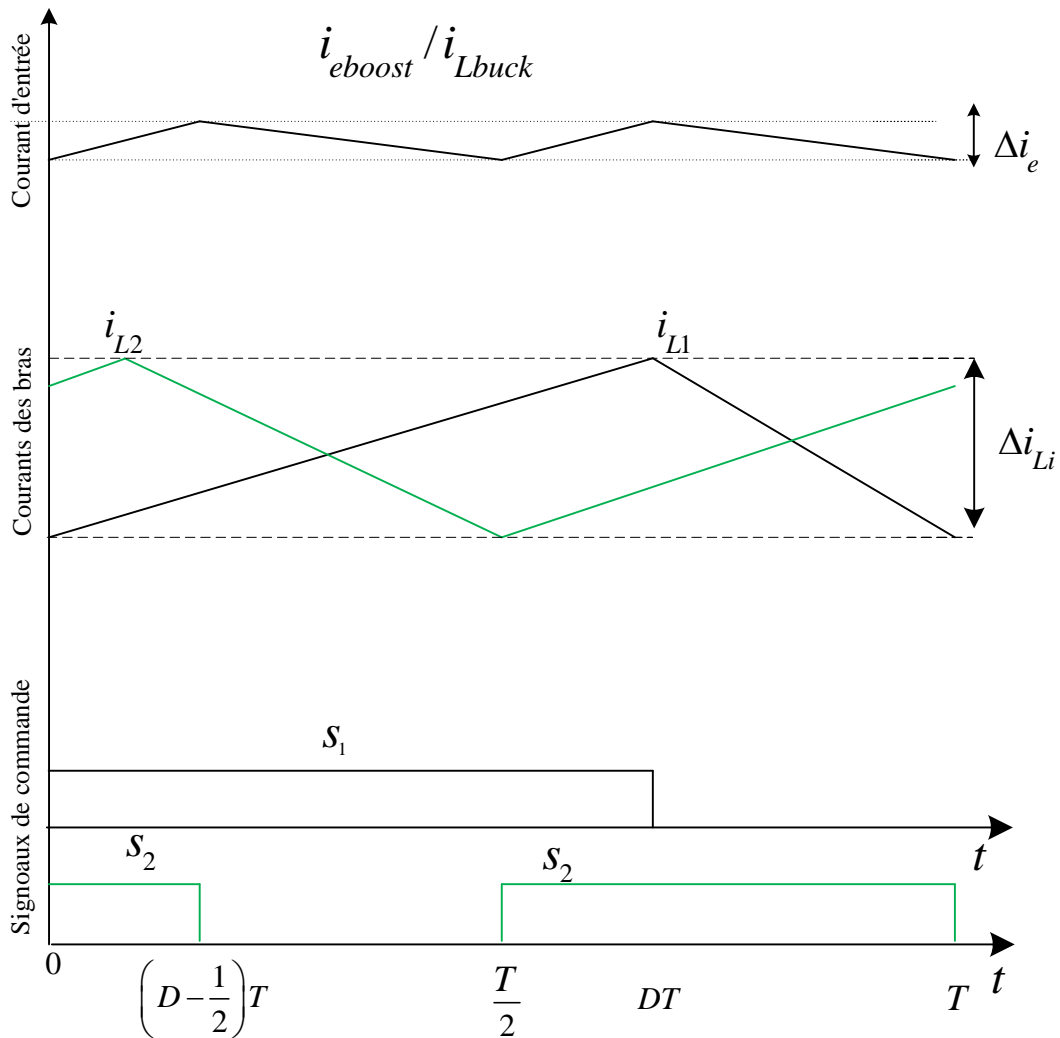


Figure (I.6) : Formes d'ondes des courants circulant dans les inductances, i_{L1} , i_{L2} et le courant total i_{Lbuck} / i_{eboost} dans le cas d'entrelacement de deux bras du convertisseur boost/buck et les signaux de commande pour un rapport cyclique égal à $D = 3/2$

Phase I : $t \in [0, (D - \frac{1}{2})T]$ ou *phase III* : $t \in [\frac{1}{2}T, DT]$, durant ces deux phases, T_1 et T_2 sont fermés, dans ce cas, le convertisseur fonctionne comme le montre la figure (I.7).

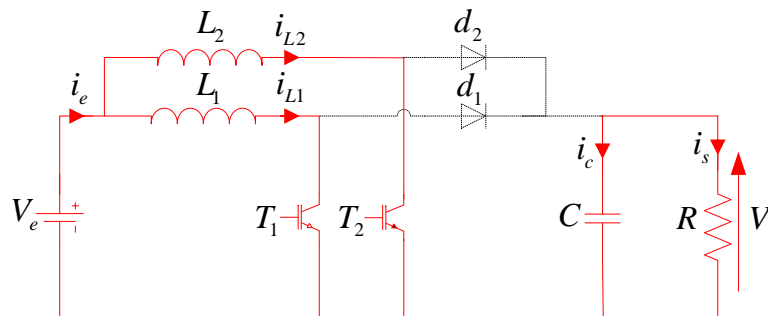


Figure (I.7) : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le *mode II*, *phase I* ou *phase III* ($D > 0.5$, $T_1 = ON$, $T_2 = ON$, $d_1 = OFF$ et $d_2 = OFF$)

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.7), on trouve le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = -\frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

L'équation (I.9) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.10})$$

Phase II : $t \in \left[(D-\frac{1}{2})T; \frac{1}{2}T \right]$ durant cette phase, T_1 est fermé, T_2 est ouvert comme le montre la figure (I.8).

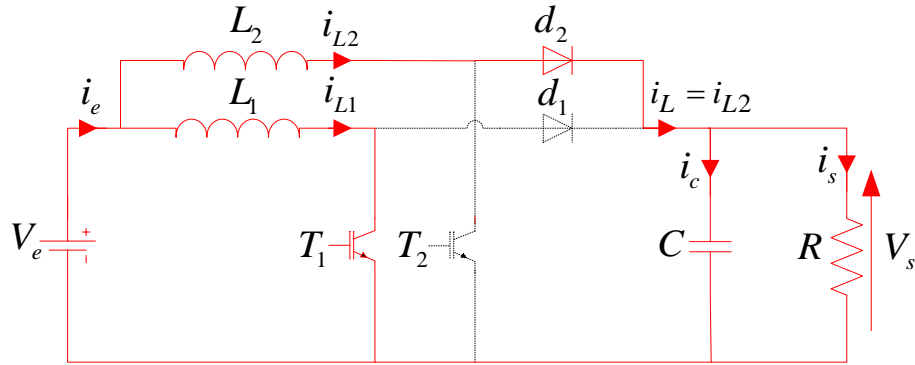


Figure (I.8) : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le *mode II, phase II* ($D > 0.5$, $T_1=ON$, $T_2=OFF$, $d_1=OFF$ et $d_2=ON$).

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.8), on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

L'équation (I.11) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_2} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_2} V_e \quad (\text{I.12})$$

Phase IV : $t \in \left[\left(\frac{1}{2}+D\right)T, T \right]$ durant cette phase, T_1 est ouvert, T_2 est fermé comme le montre la figure (I.9)

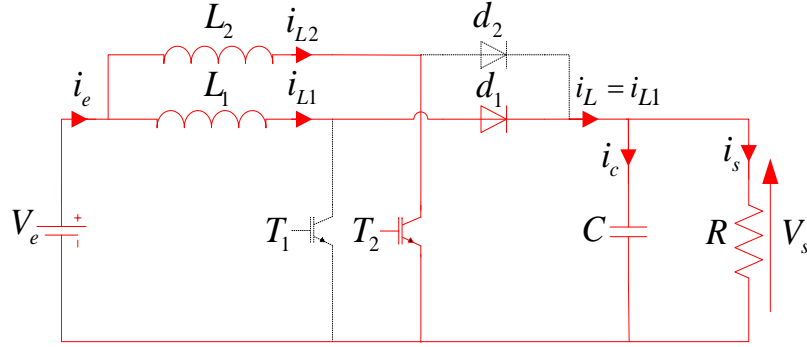


Figure (I.9) : Convertisseur boost entrelacé fonctionnant dans le mode II, phase IV ($D > 0.5$, $T_1 = \text{OFF}$, $T_2 = \text{ON}$, $d_1 = \text{ON}$ et $d_2 = \text{OFF}$)

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.9), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

L'équation (I.13) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_4} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_4} V_e \quad (\text{I.14})$$

Le modèle moyen du convertisseur boost entrelacé est calculé en utilisant la loi suivante [15] :

$$\begin{cases} A = (D - \frac{1}{2})A_1 + (1-D)A_2 + (D - \frac{1}{2})A_3 + (1-D)A_4 \\ B = (D - \frac{1}{2})B_1 + (1-D)B_2 + (D - \frac{1}{2})B_3 + (1-D)B_4 \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

En remplaçant les matrices A_i et B_i calculées à partir des équations (I.10), (I.12) et (I.14) dans (I.15), on trouve le modèle moyen du convertisseur boost à deux bras entrelacé fonctionnant dans le mode II comme suit:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{matrix} A \\ \\ \\ \end{matrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{matrix} B \\ \\ \\ \end{matrix} V_e \quad (\text{I.16})$$

A partir des deux équations (I.8) et (I.16) on remarque que le modèle moyen du convertisseur boost entrelacé est le même indépendamment du mode de fonctionnement.

I.3.2 Modèle du convertisseur buck entrelacé à deux bras

D'une manière similaire au convertisseur boost entrelacé, le convertisseur buck entrelacé présente également deux modes de fonctionnement (mode I et mode II) définies comme suit :

- *Mode I* ($D < 0.5$) : les deux interrupteurs ne seront jamais fermés en même temps.
- *Mode II* ($D > 0.5$) : les deux interrupteurs ne seront jamais ouverts en même temps.

Dans les sous-sections suivantes, nous allons développer le modèle moyen pour les deux modes de fonctionnement.

I.3.2.1 Modèle moyen du convertisseur buck entrelacé pour $D < 0.5$

Phase I : $t \in [0, DT]$, durant cette phase, T_1 est fermé, T_2 est ouvert comme le montre la figure (I.10).

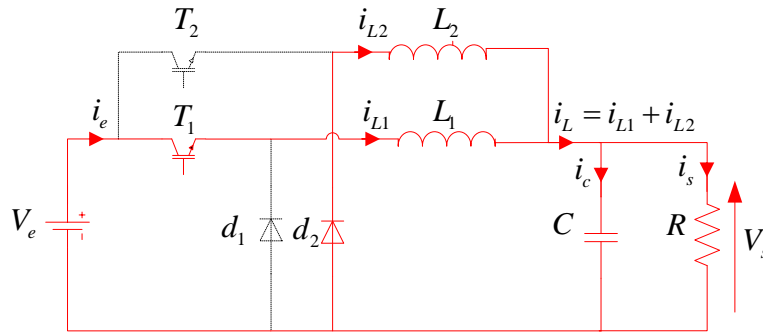


Figure (I.10) : Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le *mode I*, *phase I* ($D < 0.5$, $T_1 = \text{ON}$, $T_2 = \text{OFF}$, $d_1 = \text{OFF}$ et $d_2 = \text{ON}$)

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.10), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} + \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

L'équation (I.17) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.18})$$

Phase II $t \in \left[DT, \frac{T}{2} \right]$ et Phase IV $t \in \left[\left(\frac{1}{2} + D \right) T, T \right]$ durant ces phases, T_1 , T_2 sont ouverts, dans ce cas, le convertisseur fonctionne comme indique la figure (I.11).

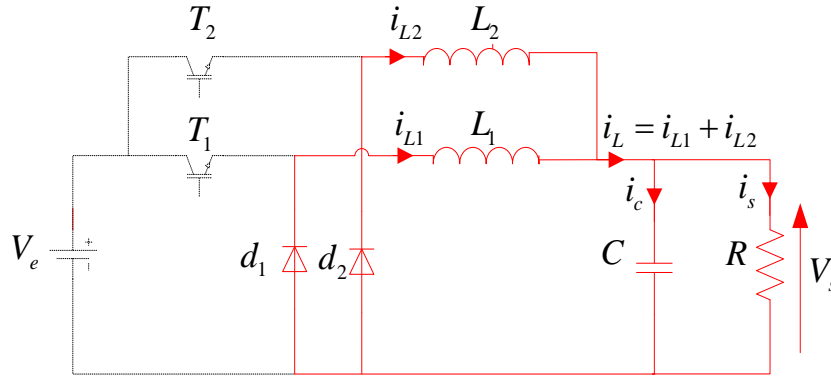


Figure (I.11) : Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le *mode I*, *phase II* ou *phase IV* ($D < 0.5$, $T_1 = \text{OFF}$, $T_2 = \text{OFF}$, $d_1 = \text{ON}$ et $d_2 = \text{ON}$)

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.11), on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} + \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

L'équation (I.19) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.20})$$

Phase III : $t \in \left[\frac{1}{2}T; (\frac{1}{2}+D)T \right]$, durant cette phase, T_1 est ouvert, T_2 est fermé comme le montre la figure (I.12).

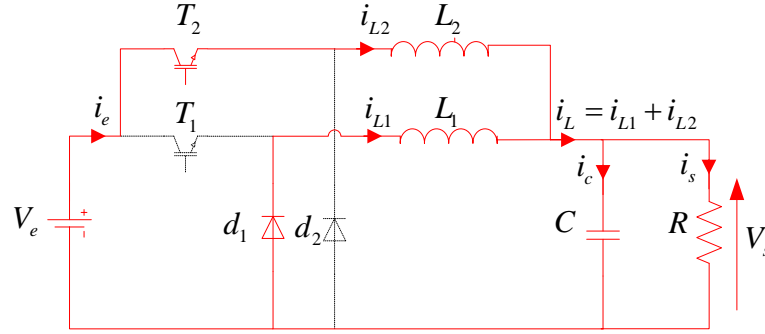


Figure (I.12) : Convertisseur buck entrelacé durant phase III pour $D < 0.5$ avec $T_1 = \text{OFF}$, $T_2 = \text{ON}$, $d_1 = \text{ON}$ et $d_2 = \text{OFF}$

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.12), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} + \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

L'équation (I.21) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.22})$$

Le modèle moyen du convertisseur buck entrelacé est calculé en utilisant la loi suivante [15] :

$$\begin{cases} A = DA_1 + \left(\frac{1}{2} - D\right)A_2 + DA_3 + \left(\frac{1}{2} - D\right)A_4 \\ B = DB_1 + \left(\frac{1}{2} - D\right)B_2 + DB_3 + \left(\frac{1}{2} - D\right)B_4 \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

En remplaçant les matrices A_i et B_i calculées à partir des équations (I.18), (I.20) et (I.22) dans (I.23), on trouve le modèle moyen du convertisseur buck à deux bras entrelacé fonctionnant dans le mode I comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ \frac{D}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^B \cdot V_e \quad (\text{I.24})$$

I.3.2.2 Modèle moyen du convertisseur buck entrelacé pour $D > 0.5$

Phase I : $t \in \left[0, \left(D - \frac{1}{2}\right)T\right]$ ou *phase III* : $t \in \left[\frac{1}{2}T, DT\right]$, durant ces deux phases, T_1 et T_2 sont fermés, dans ce cas, le convertisseur fonctionne comme l'indique la figure (I.13).

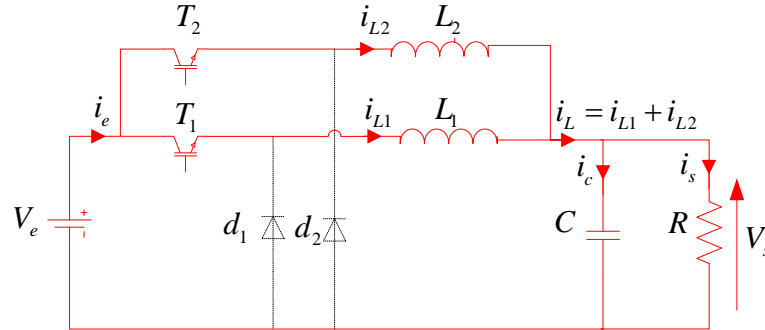


Figure (I.13) : Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le *mode II*, *phase I* ou *phase III* ($D > 0.5$, $T_1 = \text{ON}$, $T_2 = \text{ON}$, $d_1 = \text{OFF}$ et $d_2 = \text{OFF}$)

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.13), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} + \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

L'équation (I.25) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.26})$$

Phase II : $t \in \left[(D-\frac{1}{2})T; \frac{1}{2}T \right]$ durant cette phase, T_1 est fermé, T_2 est ouvert comme le montre la figure (I.14).

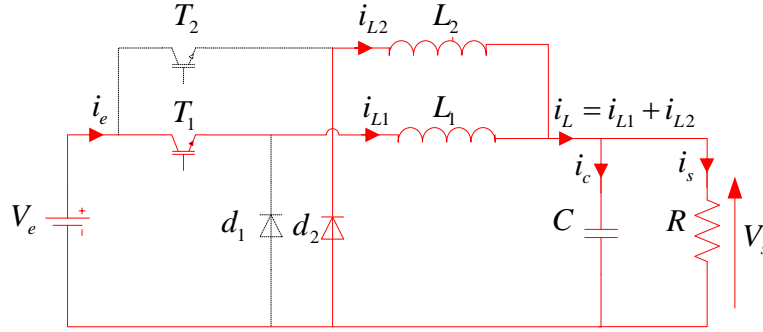


Figure (I.14) : Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le *mode II, phase I* ($D > 0.5$, $T_1 = \text{ON}$, $T_2 = \text{OFF}$, $d_1 = \text{OFF}$ et $d_2 = \text{ON}$)

En appliquant les lois de Kirchoff sur le circuit de la figure(I.14), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-V_s}{L_2} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} + \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

L'équation (I.27) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.28})$$

Phase IV : $t \in \left[(\frac{1}{2}+D)T, T \right]$ durant cette phase, T_1 est ouvert, T_2 est fermé comme le montre la figure (I.15)

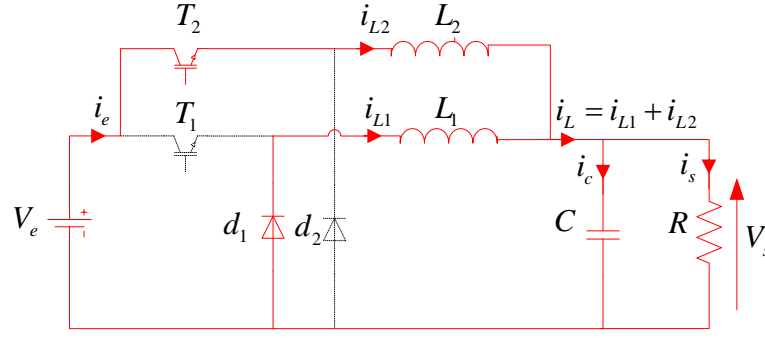


Figure (I.15) : Convertisseur buck entrelacé fonctionnant dans le mode II, *phase IV* ($D > 0.5$, $T_1=OFF$, $T_2=ON$, $d_1=ON$ et $d_2=OFF$).

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le circuit de la figure (I.15), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{-V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L_2} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{i_{L1}}{C} + \frac{i_{L2}}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (I.29)$$

L'équation (I.29) peut être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^{A_4} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^{B_4} V_e \quad (I.30)$$

Le modèle moyen du convertisseur buck entrelacé est calculé en utilisant la loi suivante [15] :

$$\begin{cases} A = (D - \frac{1}{2})A_1 + (1-D)A_2 + (D - \frac{1}{2})A_3 + (1-D)A_4 \\ B = (D - \frac{1}{2})B_1 + (1-D)B_2 + (D - \frac{1}{2})B_3 + (1-D)B_4 \end{cases} \quad (I.31)$$

En remplaçant les matrices A_i et B_i calculées à partir des équations (I.26), (I.28) et (I.30) dans (I.31), on trouve le modèle moyen du convertisseur buck à deux bras entrelacé fonctionnant dans le mode II comme suit:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ \frac{D}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}}^B V_e \quad (I.32)$$

A partir des équations (I.24) et (I.32) on constate que le modèle moyen du convertisseur est le même quel que soit la valeur du rapport cyclique.

I.3.3 Modèles moyens généralisés des convertisseurs boost et buck entrelacés

A partir du modèle moyen du convertisseur à deux bras il est possible d'enduire le modèle moyen d'un convertisseur entrelacé à n bras.

Le modèle moyen du convertisseur boost entrelacé à n bras est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{di_{Ln}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & -\frac{1-D}{L_1} \\ \vdots & 0 & \dots & \dots & \dots & -\frac{1-D}{L_2} \\ \vdots & \dots & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & 0 & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & -\frac{1-D}{L_n} \\ \frac{1-D}{C} & \frac{1-D}{C} & \dots & \dots & \dots & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ \vdots \\ \vdots \\ i_{Ln} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L_2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{1}{L_n} \\ 0 \end{bmatrix}}^B V_e \quad (I.33)$$

Le modèle moyen du convertisseur buck entrelacé à n bras est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{di_{Ln}}{dt} \\ \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & -\frac{1}{L_1} \\ \vdots & 0 & \dots & \dots & \dots & -\frac{1}{L_2} \\ \vdots & \dots & 0 & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & 0 & -\frac{1}{L_n} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & \dots & \dots & \dots & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ \vdots \\ \vdots \\ i_{Ln} \\ V_s \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ \frac{D}{L_2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \frac{D}{L_n} \\ 0 \end{bmatrix}}^B V_e \quad (I.34)$$

I.4 Dimensionnement des convertisseurs boost et buck entrelacés

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants passifs du convertisseur entrelacé, il est nécessaire d'admettre un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Dans cette étude, nous admettrons les hypothèses suivantes [16] [17] [18] :

- Tous les composants sont parfaits ;
- Le régime est supposé établi ;
- Le mode de conduction est continu ;
- Pour calculer le courant d'entrée, on considère que la tension à l'entrée est constante, et on néglige l'ondulation de la tension à la sortie vis-à-vis de la valeur moyenne ;
- Pour calculer la tension de sortie, on considère que le courant de sortie est constant, et on néglige l'ondulation du courant d'entrée vis-à-vis de la valeur moyenne ;
- La capacité du condensateur de sortie est supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période.

I.4.1 Dimensionnement du convertisseur Boost entrelacé

Le dimensionnement du convertisseur dépend des variations des courants et des tensions dans chaque élément. Il est possible que les inductances de convertisseur entrelacé soient couplées, c'est-à-dire que les inductances sont placées un circuit magnétique.

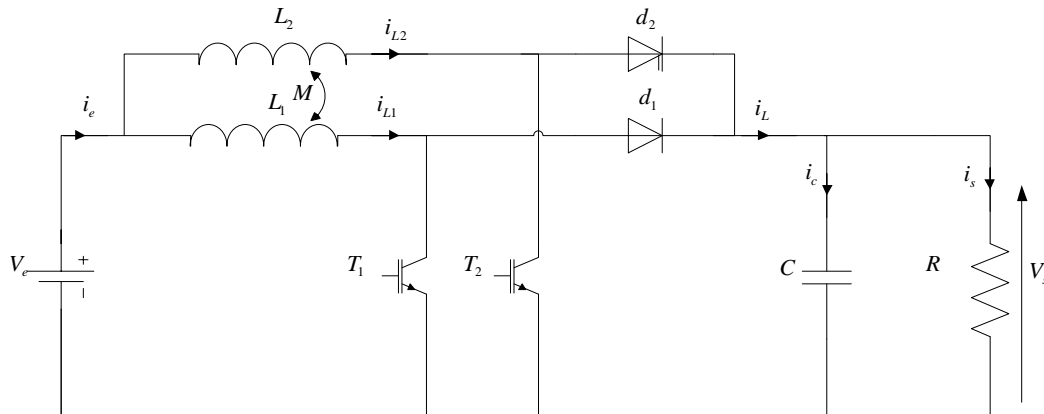


Figure (I.16) : Convertisseur boost entrelacé avec des inductances couplées

Le couplage magnétique des phases en parallèle permet de réduire les ondulations du courant de phases dans un rapport égal à n^2 (n : nombre de phases en parallèle). De plus, l'utilisation d'un coupleur magnétique mène à une réduction des pertes en conduction dans les semi-conducteurs de puissance et des pertes cuivre et donc à une amélioration du rendement du convertisseur tout en assurant de bonnes performances dynamiques [8].

I.4.1.1 Ondulation du courant Δi_L et choix de l'inductance de chaque bras

Si l'on considère que $L_1=L_2=L$, les tensions aux bornes les inductances sont données par :

$$\begin{cases} V_{L_1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} \\ V_{L_2} = M \frac{di_{L1}}{dt} + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

Ou : $M = K\sqrt{L_1L_2} = KL$ avec $0 < K < 1$

M étant la mutuelle entre les deux inductances. Sa valeur est fonction du coefficient de couplage K [19][20].

Lorsque le rapport cyclique est inférieur à 0.5, les signaux des commandes et les formes d'ondes des courants d'entrée et dans des inductances sont présentées sur la figure (I.17).

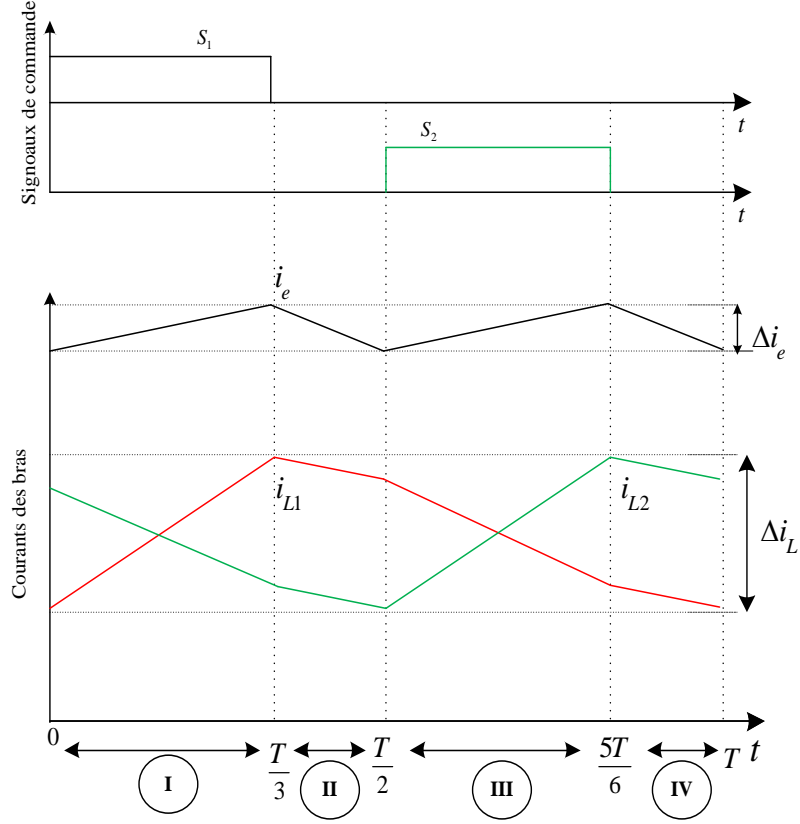


Figure (I.17) : Formes d'onde des courants d'entrée et dans les inductances pour $D < 0.5$, $M > 0$

Les relations entre les des tensions V_{L1} et V_{L2} dans chaque phase sont:

$$\begin{cases} V_{L1} = V_e \\ V_{L2} = V_e - V_s \end{cases} \Rightarrow V_{L2} = -\frac{D}{(1-D)} V_{L1} \quad (\text{Phase I})$$

$$\begin{cases} V_{L1} = V_e - V_s \\ V_{L2} = V_e - V_s \end{cases} \Rightarrow V_{L2} = V_{L1} \quad (\text{Phase II}) \quad (\text{I.36})$$

$$\begin{cases} V_{L1} = V_e - V_s \\ V_{L2} = V_e \end{cases} \Rightarrow V_{L2} = -\frac{(1-D)}{D} V_{L1} \quad (\text{Phase III})$$

$$\begin{cases} V_{L1} = V_e - V_s \\ V_{L2} = V_e - V_s \end{cases} \Rightarrow V_{L2} = V_{L1} \quad (\text{Phase IV})$$

Si l'on exprime la tension aux bornes des inductances à l'aide d'une inductance équivalente comme suivant :

$$V_{Leq} = L_{eq} \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.37})$$

Les inductances équivalentes dans les différentes phases sont exprimées par [18], (voir annexe A1).

$$L_{1eqI} = L_{2eqIII} = \frac{1-K^2}{1+K \frac{D}{(1-D)}} L \quad (\text{I.38})$$

$$L_{1eqI} = L_{1eqIV} = L_{2eqII} = L_{2eqIV} = (1+K)L \quad (\text{I.39})$$

$$L_{1eqIII} = L_{2eqI} = \frac{1-K^2}{1+K \frac{D}{(1-D)}} L \quad (\text{I.40})$$

Avec ces inductances équivalentes dans chaque phase et les expressions (I.36), on obtient la pente P_1 du courant i_{L1} dans chaque phase comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{1,I} = \frac{V_e}{L_{1eqI}} = \frac{1+K \frac{D}{(1-D)}}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{1,II} = \frac{V_e - V_s}{L_{1eqII}} = -\frac{D}{(1-D)(1+K)} \frac{V_e}{L} \\ P_{1,III} = \frac{V_e - V_s}{L_{1eqIII}} = \frac{-K - \frac{D}{(1-D)}}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{1,IV} = \frac{V_e - V_s}{L_{1eqIV}} = -\frac{D}{(1-D)(1+K)} \frac{V_e}{L} \end{array} \right. \quad (\text{I.41})$$

Et celle P_2 du courant i_{L2} dans chaque phase est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{2,I} = \frac{V_e - V_s}{L_{2eqI}} = \frac{-K - \frac{D}{(1-D)}}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{2,II} = \frac{V_e - V_s}{L_{2eqII}} = -\frac{D}{(1-D)(1+K)} \frac{V_e}{L} \\ P_{2,III} = \frac{V_e}{L_{2eqIII}} = \frac{1+K \frac{D}{(1-D)}}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{2,IV} = \frac{V_e - V_s}{L_{2eqIV}} = -\frac{D}{(1-D)(1+K)} \frac{V_e}{L} \end{array} \right. \quad \dots \quad (\text{I.42})$$

La pente du courant d'entrée i_e du convertisseur dans chaque phase à pour valeur :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_I = P_{1,I} + P_{2,I} = \frac{(1-K)\left(1-\frac{D}{1-D}\right) V_e}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{II} = P_{1,II} + P_{2,II} = -\frac{2D}{(1-D)(1+K)} \frac{V_e}{L} \\ P_{III} = P_{1,III} + P_{2,III} = \frac{(1-K)\left(1-\frac{D}{1-D}\right) V_e}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{IV} = P_{1,IV} + P_{2,IV} = -\frac{2D}{(1-D)(1+K)} \frac{V_e}{L} \end{array} \right. \quad (I.43)$$

L'ondulation du courant d'entrée Δi_e est calculée par :

$$\Delta i_e = P_I DT = P_{II} \left(\frac{1}{2} - D\right) T = P_{III} DT = P_{IV} \left(\frac{1}{2} - D\right) T = \frac{DV_e}{fL} \frac{1-2D}{1-D} \frac{1}{1+K} \quad (I.44)$$

Où $f = 1/T$ est la fréquence de commutation

Donc la valeur minimale d'inductance L peut être calculée comme suit :

$$L = \frac{DV_e}{f \Delta i_e} \frac{1-2D}{1-D} \frac{1}{1+K} \quad (I.45)$$

Lorsque $K=0$, les inductances ne se sont plus couplées, l'ondulation du courant d'entrée Δi_e sera :

$$\Delta i_e = \frac{DV_e}{fL} \frac{1-2D}{1-D} \quad (I.46)$$

L'expression de l'inductance se réduit à :

$$L = \frac{DV_e}{f \Delta i_e} \frac{1-2D}{1-D} \quad (I.47)$$

Avec un calcul identique pour un rapport cyclique supérieur à 0.5 on peut obtenir :

L'ondulation du courant d'entrée Δi_e est :

$$\Delta i_e = P_1 \left(D - \frac{1}{2}\right) T = P_2 (1-D) T = P_3 \left(D - \frac{1}{2}\right) T = P_4 (1-D) T = \frac{(2D-1)V_e}{fL} \frac{1}{1+K} \quad (I.48)$$

Donc la valeur minimale d'inductance L peut être calculée comme suit :

$$L = \frac{(2D-1)V_e}{f \Delta i_e} \frac{1}{1+K} \quad (I.49)$$

Lorsque $K=0$, les inductances ne se sont plus couplées, l'ondulation du courant d'entrée Δi_e sera :

$$\Delta i_e = \frac{(2D-1)V_e}{fL} \quad (I.50)$$

L'expression de l'inductance devient :

$$L = \frac{(2D-1)V_e}{f \Delta i_e} \quad (I.51)$$

Le tracé de l'évolution d'ondulation du courant d'entrée Δi_e en fonction du rapport cyclique D et le nombre de bras n est présenté sur la figure (I.18).

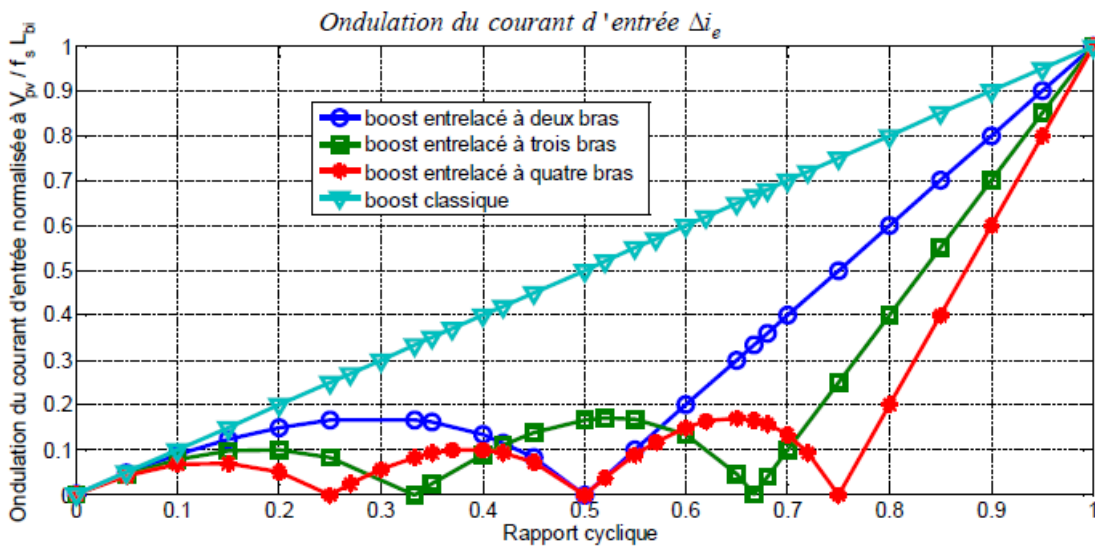


Figure (I.18) : Ondulation du courant d'entrée Δi_e en fonction du rapport cyclique D et le nombre de bras n [22]

D'après la figure (I.18), on peut remarquer clairement que, l'ondulation du courant d'entrée diminue avec l'augmentation du nombre des bras

Pour un rapport cyclique $D=0.95$, l'ondulation du courant est maximale ce qui revient à adopter l'expression d'inductance suivante :

$$L = \frac{0.9V_e}{f \Delta i_e} \quad (I.52)$$

I.4.1.2 Dimensionnement de l'inductance du convertisseur boost à n bras

Cette section vise à trouver l'expression générale de l'inductance équivalente pour $D < 1/n$. Pour un convertisseur boost à n bras avec un couplage direct des inductances, les tensions aux bornes des inductances couplées sont données comme suit [23]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} + \dots + M \frac{di_{Ln}}{dt} \\ V_{L2} = M \frac{di_{L1}}{dt} + L \frac{di_{L2}}{dt} + \dots + M \frac{di_{Ln}}{dt} \\ \vdots \\ V_{Ln} = M \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} + \dots + L \frac{di_{Ln}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.53})$$

Dans la phase où $T_I = ON$ et $T_i (i=2, \dots, n) = OFF$, les expressions des tensions aux bornes des inductances deviennent:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{L1} = V_e \\ V_{Li} (i = 2, \dots, n) = V_e - V_s \end{array} \right. \quad (\text{I.54})$$

Sachant que $V_s = \frac{V_e}{1-D}$, et en utilisant (I.54) on obtient :

$$V_{Li} (i = 2, \dots, n) = -\frac{D}{1-D} V_{L1} \quad (\text{I.55})$$

En sommant $(n-1)$ équations de (I.53) à compter de 2 à n , il résulte que ;

$$\sum_{k=2}^n V_{Lk} = (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt} + [L + (n-2)M] \sum_{k=2}^n \frac{di_{Lk}}{dt} \quad (\text{I.56})$$

En remplace (I.55) dans (I.56) et un après réarrangement on obtient :

$$\sum_{i=2}^n \frac{di_{Li}}{dt} = \frac{(n-2)\left(-\frac{D}{1-D} V_{L1}\right) - (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt}}{L + (n-2)M} \quad (\text{I.57})$$

La première équation de (I.53), peut être écrite sous la forme :

$$V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + M \sum_{i=2}^n \frac{di_{Li}}{dt} \quad (\text{I.58})$$

En remplace (I.57) dans (I.58), on obtient :

$$V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{(n-2)\left(-\frac{D}{1-D} V_{L1}\right) - (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt}}{L + (n-2)M} \quad (\text{I.59})$$

Après un réarrangement de l'équation (I.59) on obtient :

$$V_{L1} = \frac{1 - \frac{M^2(n-1)}{L[L + (n-2)M]}}{1 + \frac{(n-1)M}{L + (n-2)M} \frac{D}{1-D}} \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (\text{I.60})$$

Donc, l'inductance équivalente durant la phase I est donnée par:

$$L_{1eqI} = \frac{1+(n-2)K-(n-1)K^2}{1+(n-2)K+(n-1)K\frac{D}{1-D}} L \quad (I.61)$$

Dans la phase trois avec $T_1=OFF$, $T_2=ON$ et $T_i (i=3,\dots,n)=OFF$, les expressions des tensions aux bornes des inductances sont :

$$\begin{cases} V_{L2} = V_e \\ V_{Li} (i = 1, 3, \dots, n) = V_e - V_s \end{cases} \quad (I.62)$$

Sachant que $V_s = \frac{V_e}{1-D}$ et en utilisant l'équation (I.62), on obtient :

$$V_{L2} = -\frac{1-D}{D} V_{Li} (i = 1, 3, \dots, n) \quad (I.63)$$

A partir de l'équation (I.63), il est clair que

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L3}}{dt} = \dots = \frac{di_{Ln}}{dt} \quad (I.64)$$

A partir de la deuxième équation de (I.53), il vient:

$$V_{L2} = L \frac{di_{L2}}{dt} + (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt} \quad (I.65)$$

En remplaçant (I.63) dans (I.65) et après un réarrangement on obtient :

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-\frac{1-D}{D} V_{L1} - (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt}}{L} \quad (I.66)$$

L'équation (I.58) peut être réécrite sous la forme suivante:

$$V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + (n-2)M \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} \quad (I.67)$$

En remplace (I.66) dans (I.67), on obtient :

$$V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{(n-2)(-\frac{D}{1-D} V_{L1}) - (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt}}{L + (n-2)M} \quad (I.68)$$

En réarrangeant l'équation (I.68) on obtient :

$$V_{L1} = \frac{L + (n-2)M - \frac{(n-1)M^2}{L}}{1 + \frac{M}{L} \frac{1-D}{D}} \frac{di_{L1}}{dt} \quad (I.69)$$

Donc, l'inductance équivalente durant la phase trois est donnée comme suivant :

$$L_{1eqIII} = L_{2eqI} = \frac{1+(n-2)K-(n-1)K^2}{1+\frac{K(1-D)}{D}} L \quad (I.70)$$

Après avoir calculé l'inductance équivalente des phases une et trois, les pentes des courants i_{L1} et i_{L2} durant la phase une peuvent être en déduites par (I.71).

$$\begin{cases} P_{1,l} = \frac{V_e}{L_{1eq}} = \frac{V_e}{L} \frac{1+(n-2)K+(n-1)K \frac{D}{1-D}}{1+(n-2)K-(n-1)K^2} \\ P_{2,l} = \frac{V_e - V_s}{L_{2eq}} = -\frac{V_e}{L} \frac{\frac{D}{1-D} + K}{1+(n-2)K-(n-1)K^2} \end{cases} \quad (I.71)$$

Donc la pente du courant d'entrée est :

$$P_l = P_{1,l} + \sum_{i=2}^n P_{i,l} = P_{1,l} + (n-1)P_{2,l} = \frac{V_e}{L} \frac{(1-K) \left[1 - (n-1) \frac{D}{1-D} \right]}{1+(n-2)K-(n-1)K^2} \quad (I.72)$$

A partir de (I.72) on peut calculer l'ondulation du courant d'entrée par :

$$\Delta i_e = P_l DT = \frac{V_e DT}{L} \frac{(1-K) \left[1 - (n-1) \frac{D}{1-D} \right]}{1+(n-2)K-(n-1)K^2} \quad (I.73)$$

A partir de l'équation (I.73) on peut en déduire l'expression de l'inductance minimale par:

$$L = \frac{V_e DT}{\Delta i_e} \frac{(1-K) \left[1 - (n-1) \frac{D}{1-D} \right]}{1+(n-2)K-(n-1)K^2} \quad (I.74)$$

Donc, on a pour $n=2$;

$$L = \frac{V_e DT}{\Delta i_e} \frac{(1-K) \left[1 - \frac{D}{1-D} \right]}{1-K^2} = \frac{DV_e}{f \Delta i_e} \frac{1-2D}{1-D} \frac{1}{1+K} \quad (I.75)$$

Pour $n=3$;

$$L = \frac{V_e DT}{\Delta i_e} \frac{(1-K) \left[1 - 2 \frac{D}{1-D} \right]}{1+K-2K^2} = \frac{DV_e}{f \Delta i_e} \frac{1-3D}{1-D} \frac{1-K}{1+K-2K^2} \quad (I.76)$$

Pour $n=4$;

$$L = \frac{V_e DT}{\Delta i_e} \frac{(1-K) \left[1 - 3 \frac{D}{1-D} \right]}{1+2K-3K^2} = \frac{DV_e}{f \Delta i_e} \frac{1-4D}{1-D} \frac{1-K}{1+2K-3K^2} \quad (I.77)$$

Avec un calcul similaire pour un rapport cyclique supérieur à $1/n$ on peut obtenir l'ondulation du courant d'entrée par :

$$\Delta i_e = P_{II} DT = -\frac{V_e(1-D)T}{L} \frac{(1-K) \left[1 - (n-1) \frac{D}{1-D} \right]}{1 + (n-2)K - (n-1)K^2} \quad (\text{I.78})$$

A partir de l'équation (I.78) on peut en déduire l'expression de l'inductance comme suit :

$$L = -\frac{V_e(1-D)T}{\Delta i_e} \frac{(1-K) \left[1 - (n-1) \frac{D}{1-D} \right]}{1 + (n-2)K - (n-1)K^2} \quad (\text{I.79})$$

Donc, on a pour n=2 ;

$$L = -\frac{V_e(1-D)T}{\Delta i_e} \frac{(1-K) \left[1 - \frac{D}{1-D} \right]}{1 - K^2} = \frac{V_e(2D-1)}{f \Delta i_e} \frac{1}{1+k} \quad (\text{I.80})$$

Pour n=3 ;

$$L = -\frac{V_e(1-D)T}{\Delta i_e} \frac{(1-K) \left[1 - 2 \frac{D}{1-D} \right]}{1 + K - 2K^2} = \frac{V_e(3D-1)}{f \Delta i_e} \frac{1-K}{1+K-2K^2} \quad (\text{I.81})$$

Pour n=4 ;

$$L = -\frac{V_e(1-D)T}{\Delta i_e} \frac{(1-K) \left[1 - 3 \frac{D}{1-D} \right]}{1 + 2K - 3K^2} = \frac{V_e(4D-1)}{f \Delta i_e} \frac{1-K}{1+2K-3K^2} \quad (\text{I.82})$$

I.4.1.3 Choix de la capacité de sortie

Pour le hacheur boost à une branche, la capacité est exprimé par (voir annexe).

$$C = \frac{I_s D}{8f \Delta V_s} \quad (\text{I.83})$$

Puisque la commande des transistors est décalée de $\frac{T}{n}$, la fréquence du courant total sera n fois supérieure que la fréquence de découpage. La capacité de filtrage en sortie du hacheur entrelacé est déduite par [24] :

$$C = \frac{I_s D}{8nf \Delta V_s} \quad (\text{I.84})$$

I.4.1.4 Choix des transistors

Chaque transistor conduit pendant DT ; il est parcouru par un courant moyen calculé par :

$$I_{Tkmoy} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_{Tk} dt = DI_{Lkmoy} \quad (\text{I.85})$$

La valeur efficace du courant d'un transistor est :

$$I_{Tkeff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Tk}^2 dt} \approx \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_{Lk}^2 dt} = \sqrt{D \left(\frac{1}{12} \Delta I_{Lk}^2 + I_{Tkmoy}^2 \right)} \quad (\text{I.86})$$

La tension directe maximale est égale à la tension d'entrée : $V_{Tk \max} = V_e$

I.4.1.5 Choix des diodes

La valeur moyenne du courant qui traverse chaque diode est calculée par :

$$I_{dkmoy} = (1-D)I_{Lkmoy} \quad (I.87)$$

La valeur efficace du courant d'une diode est :

$$I_{Dkeff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Dk}^2 dt} \approx \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T i_{Lk}^2 dt} = \sqrt{(1-D) \left(\frac{1}{12} \Delta I_{Lk}^2 + I_{Lkmoy}^2 \right)} \quad (I.88)$$

La tension aux bornes de la diode est :

$$V_{Dkmoy} = -V_e \quad (I.89)$$

1.4.2 Dimensionnement du convertisseur buck entrelacé

1.4.2.1 Ondulation du courant ΔI_L et choix de l'inductance de chaque bras

Selon la phase de fonctionnement, la tension V_{L2} est exprimée en fonction de V_{L1} par :

$$\left. \begin{array}{ll} \left\{ \begin{array}{l} V_{L1} = V_e - V_s \\ V_{L2} = -V_s \end{array} \right\} \Rightarrow V_{L2} = -\frac{D}{(1-D)} V_{L1} & (Phase I) \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{L1} = -V_s \\ V_{L2} = V_e - V \end{array} \right\} \Rightarrow V_{L2} = -\frac{(1-D)}{D} V_{L1} & (Phase III) \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{L1} = -V_s \\ V_{L2} = -V_s \end{array} \right\} \Rightarrow V_{L2} = V_{L1} & (Phase II) \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{L1} = -V_s \\ V_{L2} = -V_s \end{array} \right\} \Rightarrow V_{L2} = V_{L1} & (Phase IV) \end{array} \right\} (I.90)$$

Les inductances équivalentes dans les différentes phases sont données par les équations suivantes :

$$L_{1eqI} = L_{2eqII} = \frac{1-K^2}{1+K \frac{D}{(1-D)}} L \quad (I.91)$$

$$L_{1eqII} = L_{1eqIV} = L_{2eqII} = L_{2eqIV} = (1+K) L \quad (I.92)$$

$$L_{1eqIII} = L_{2eqI} = \frac{1-K^2}{1+K \frac{(1-D)}{D}} L \quad (I.93)$$

A l'aide des expressions des inductances équivalentes et en utilisant la relation (I.90), on obtient la pente du courant i_{L1} dans chaque phase comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{1,I} = \frac{V_e - V_s}{L_{1eqI}} = \frac{1-D(1-K)}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{1,II} = \frac{-V_s}{L_{1eqII}} = -\frac{D}{(1+K)} \frac{V_e}{L} \\ P_{1,III} = \frac{-V_s}{L_{1eqIII}} = -\frac{D+K(1-D)}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{1,IV} = \frac{-V_s}{L_{1eqIV}} = -\frac{D}{(1+K)} \frac{V_e}{L} \end{array} \right. \quad (I.94)$$

Et celles du courant i_{L2} dans chaque phase par :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{2,I} = \frac{-V_s}{L_{2eqI}} = -\frac{D+K(1-D)}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{2,II} = \frac{-V_s}{L_{2eqII}} = -\frac{D}{(1+K)} \frac{V_e}{L} \\ P_{2,III} = \frac{V_e - V_s}{L_{2eqIII}} = \frac{1-D(1-K)}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{2,IV} = \frac{-V_s}{L_{2eqIV}} = -\frac{D}{(1+K)} \frac{V_e}{L} \end{array} \right. \quad (I.95)$$

La pente du courant i_l dans chaque phase à pour expression :

$$\left\{ \begin{array}{l} P_I = P_{1,I} + P_{2,I} = \frac{1-2D+K(2D-1)}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{II} = P_{1,II} + P_{2,II} = -\frac{2D}{(1+K)} \frac{V_e}{L} \\ P_{III} = P_{1,III} + P_{2,III} = \frac{1-2D+K(2D-1)}{1-K^2} \frac{V_e}{L} \\ P_{IV} = P_{1,IV} + P_{2,IV} = -\frac{2D}{(1+K)} \frac{V_e}{L} \end{array} \right. \quad (I.96)$$

L'ondulation du courant d'inductance Δi_L est donnée par :

$$\Delta i_L = P_I DT = P_{II} \left(\frac{1}{2} - D \right) T = P_{III} DT = P_{IV} \left(\frac{1}{2} - D \right) T = \frac{DV_e(1-2D)}{fL} \frac{1}{1+K} \quad (I.97)$$

La valeur minimale de l'inductance L est calculée par :

$$L = \frac{DV_e(1-2D)}{f\Delta i_L} \frac{1}{1+K} \quad (I.98)$$

Si les inductances ne se sont plus couplées, l'ondulation du courant d'inductance Δi_L devient :

$$\Delta i_L = \frac{DV_e(1-2D)}{fL} \quad (I.99)$$

L'expression de l'inductance se simplifier à :

$$L = \frac{DV_e(1-2D)}{f \Delta i_L} \quad (\text{I.100})$$

Avec un calcul identique pour un rapport cyclique supérieur à 0.5 on peut obtenir :

L'ondulation du courant d'inductance Δi_L est exprimé par:

$$\Delta i_L = \frac{(2D-1)(1-D)V_e}{fL} \frac{1}{1+K} \quad (\text{I.101})$$

La valeur de l'inductance L est donnée par:

$$L = \frac{(2D-1)(1-D)V_e}{f \Delta i_L} \frac{1}{1+K} \quad (\text{I.102})$$

Si les inductances ne se sont pas couplées, l'ondulation du courant d'inductance Δi_L se réduit à :

$$\Delta i_L = \frac{(2D-1)(1-D)V_e}{fL} \quad (\text{I.103})$$

Dans ce cas, l'expression de l'ondulation devient :

$$L = \frac{(2D-1)(1-D)V_e}{f \Delta i_L} \quad (\text{I.104})$$

L'allure d'ondulation totale des courants d'inductances Δi_L en fonction du rapport cyclique D et le nombre de bras n est présentée sur la figure (I.19).

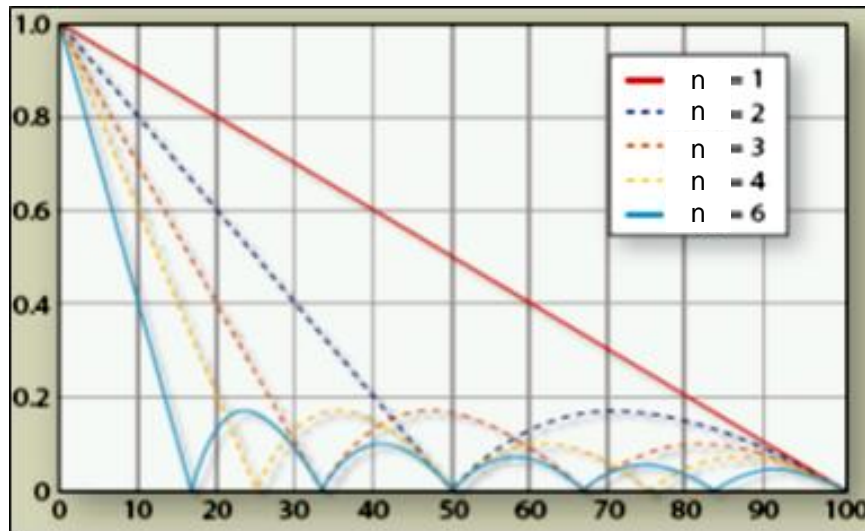


Figure (I.19) : Ondulations totales des courants des inductances en fonction du rapport cyclique [25]

L'expression de l'inductance est maximale pour un rapport cyclique $D=0.1$ ce qui en résulte que :

$$L = \frac{0.08V_e}{f \Delta i_L} \quad (\text{I.105})$$

I.4.2.2 Dimensionnement de l'inductance du convertisseur buck à n bras

La détermination de l'expression générale de l'inductance équivalente pour $D < 1/n$ sera l'objet de cette section.

Pour un convertisseur buck à n bras avec un couplage direct des inductances, les tensions aux bornes des inductances couplées sont données par :

$$\begin{cases} V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} + \dots + M \frac{di_{Ln}}{dt} \\ V_{L2} = M \frac{di_{L1}}{dt} + L \frac{di_{L2}}{dt} + \dots + M \frac{di_{Ln}}{dt} \\ \vdots \\ \vdots \\ V_{Ln} = M \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} + \dots + L \frac{di_{Ln}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.106})$$

Dans la phase où $T_1 = \text{ON}$ et T_i ($i=2, \dots, n$) = OFF, les tensions aux bornes des inductances sont données par :

$$\begin{cases} V_{L1} = V_e - V_s \\ V_{Li} \ (i = 2, \dots, n) = -V_s \end{cases} \quad (\text{I.107})$$

Sachant que $V_s = DV_e$, et en utilisant (I.107), on obtient :

$$V_{Li} \ (i = 2, \dots, n) = -\frac{D}{1-D} V_{L1} \quad (\text{I.108})$$

En sommant $(n-1)$ équation de (I.106) à compter de la deuxième équation, on obtient :

$$\sum_{k=2}^n V_{Lk} = (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt} + [L + (n-2)M] \sum_{k=2}^n \frac{di_{Lk}}{dt} \quad (\text{I.109})$$

En remplaçant (I.108) dans (I.109) et après un réarrangement on peut écrire :

$$\sum_{i=2}^n \frac{di_{Li}}{dt} = \frac{(n-2)(-\frac{D}{1-D} V_{L1}) - (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt}}{L + (n-2)M} \quad (\text{I.110})$$

La première équation de (I.106) peut être écrite sous la forme:

$$V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + M \sum_{i=2}^n \frac{di_{Li}}{dt} \quad (\text{I.111})$$

En remplaçant (I.110) dans (I.111), on obtient :

$$V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{(n-2)(-\frac{D}{1-D} V_{L1}) - (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt}}{L + (n-2)M} \quad (\text{I.112})$$

Après un réarrangement de l'équation (I.112) on peut écrire :

$$V_{L1} = \frac{1 - \frac{M^2(n-1)}{L[L+(n-2)M]}}{1 + \frac{(n-1)M}{L+(n-2)M} \frac{D}{1-D}} \frac{di_{L1}}{dt} \quad (\text{I.113})$$

Donc, l'inductance équivalente durant la phase une est donnée comme suit :

$$L_{\text{eq1}} = \frac{1+(n-2)K - (n-1)K^2}{1+(n-2)K + (n-1)K \frac{D}{1-D}} L \quad (\text{I.114})$$

Dans la phase trois avec $T_1=OFF$, $T_2=ON$ et T_i ($i=3, \dots, n$)= OFF , les expressions des tensions aux bornes des inductances sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_{L2} = V_e - V_s \\ V_{Li} (i = 1, 3, \dots, n) = -V_s \end{cases} \quad (\text{I.115})$$

Sachant que $V_s = DV_e$ et à l'aide de (I.115), on obtient :

$$V_{L2} = -\frac{1-D}{D} V_{Li} (i = 1, 3, \dots, n) \quad (\text{I.116})$$

A partir de l'équation (I.115), il est évident que :

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L3}}{dt} = \dots = \frac{di_{Ln}}{dt} \quad (\text{I.117})$$

Ce qui en résulte que :

$$V_{L2} = L \frac{di_{L2}}{dt} + (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt} \quad (\text{I.118})$$

En remplaçant (I.116) dans (I.115) et après un réarrangement on peut écrire :

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{-\frac{1-D}{D} V_{L1} - (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt}}{L} \quad (\text{I.119})$$

L'équation (I.111) peut être réécrite sous la forme :

$$V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + (n-2)M \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{di_{L2}}{dt} \quad (\text{I.120})$$

En remplaçant (I.119) dans (I.120) on obtient :

$$V_{L1} = L \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{(n-2)(-\frac{D}{1-D} V_{L1}) - (n-1)M \frac{di_{L1}}{dt}}{L+(n-2)M} \quad (\text{I.121})$$

Après un réarrangement de l'équation (I.121) on peut écrire l'équation suivante :

$$V_{L1} = \frac{L+(n-2)M - \frac{(n-1)M^2}{L}}{1 + \frac{M}{L} \frac{1-D}{D}} \frac{di_{L1}}{dt} \quad (\text{I.122})$$

Donc, l'inductance équivalente durant la phase trois est donnée comme suit :

$$L_{1eqIII} = L_{2eqI} = \frac{1 + (n-2)K - (n-1)K^2}{1 + \frac{K(1-D)}{D}} L \quad (I.123)$$

Après avoir calculé l'inductance équivalente des phases une et trois, nous allons calculer les pentes des courant i_{L1} et i_{L2} durant la phase I, par :

$$\begin{cases} P_{1,I} = \frac{V_e - V_s}{L_{1eqI}} = \frac{V_e}{L} \frac{(1-D) \left(1 + (n-2)K + (n-1)K \frac{D}{1-D} \right)}{1 + (n-2)K - (n-1)K^2} \\ P_{2,I} = \frac{-V_s}{L_{2eqI}} = -\frac{V_e}{L} \frac{1 + K \frac{1-D}{D}}{1 + (n-2)K - (n-1)K^2} \end{cases} \quad (I.124)$$

Donc la pente du courant i_L sera calculée comme suit :

$$P_I = P_{1,I} + \sum_{i=2}^n P_{i,I} = P_{1,I} + (n-1)P_{2,I} = \frac{V_e}{L} \frac{(1-K)(1-nD)}{1 + (n-2)K - (n-1)K^2} \quad (I.125)$$

A partir (I.125) on peut calculer l'ondulation du courant i_L par :

$$\Delta i_L = P_I DT = \frac{V_e DT}{L} \frac{(1-K)(1-nD)}{1 + (n-2)K - (n-1)K^2} \quad (I.126)$$

A partir de (I.126) on peut déduire l'expression de l'inductance minimale comme suit :

$$L = \frac{V_e DT}{\Delta i_e} \frac{(1-K)(1-nD)}{1 + (n-2)K - (n-1)K^2} \quad (I.127)$$

Pour $n=2$, l'inductance est:

$$L = \frac{V_e DT}{\Delta i_e} \frac{(1-K)(1-2D)}{1-K^2} = \frac{DV_e}{f \Delta i_e} \frac{1-2D}{1+K} \quad (I.128)$$

Pour $n=3$, l'inductance est :

$$L = \frac{V_e DT}{\Delta i_e} \frac{(1-K)(1-3D)}{1+K-2K^2} = \frac{DV_e}{f \Delta i_e} \frac{(1-3D)(1-K)}{1+K-2K^2} \quad (I.129)$$

Pour $n=4$, l'inductance est :

$$L = \frac{V_e DT}{\Delta i_e} \frac{(1-K)(1-4D)}{1+2K-3K^2} = \frac{DV_e}{f \Delta i_e} \frac{(1-4D)(1-K)}{1+2K-3K^2} \quad (I.130)$$

Avec un calcul identique pour un rapport cyclique supérieur à $1/n$ on peut obtenir l'ondulation du courant d'inductance par :

$$\Delta i_L = P_{II} (1-D)T = \frac{V_e (1-D)T}{L} \frac{(1-K)(nD-1)}{1+(n-2)K-(n-1)K^2} \quad (\text{I.131})$$

A partir de (I.131) on peut déduire l'expression de l'inductance comme suit:

$$L = \frac{V_e (1-D)T}{\Delta i_L} \frac{(1-K)(nD-1)}{1+(n-2)K-(n-1)K^2} \quad (\text{I.132})$$

Pour $n=2$, l'inductance est :

$$L = \frac{V_e (1-D)T}{\Delta i_L} \frac{(1-K)(2D-1)}{1-K^2} = \frac{V_e (2D-1)(1-D)}{f \Delta i_L} \frac{1}{1+k} \quad (\text{I.133})$$

Pour $n=3$, l'inductance est :

$$L = \frac{V_e (1-D)T}{\Delta i_L} \frac{(1-K)(3D-1)}{1+K-2K^2} = \frac{V_e (3D-1)(1-D)}{f \Delta i_L} \frac{1-K}{1+K-2K^2} \quad (\text{I.134})$$

pour $n=4$, l'inductance est :

$$L = \frac{V_e (1-D)T}{\Delta i_L} \frac{(1-K)(4D-1)}{1+2K-3K^2} = \frac{V_e (4D-1)(1-D)}{f \Delta i_L} \frac{1-K}{1+2K-3K^2} \quad (\text{I.135})$$

I.4.2.3 Choix de la capacité de sortie

Pour le hacheur buck à une seule branche, la capacité est calculée par (voir annexe A.2) :

$$C = \frac{\Delta i_s}{8f \Delta V_s} \quad (\text{I.136})$$

Puisque la commande des transistors est décalée de $\frac{T}{n}$, la fréquence du courant total sera n fois supérieure que la fréquence de découpage. La capacité du filtre de sortie du hacheur entrelacé est déduite comme suit:

$$C = \frac{\Delta i_s}{8nf \Delta V_s} \quad (\text{I.137})$$

I.4.2.4 Choix des Transistors

Le courant max $I_{Tk(\max)}$ (ou bien $I_{e(\max)}$) dans l'interrupteur T est atteint à $t = DT$. Il est plus intéressant de l'exprimer en fonction des grandeurs d'entrée ou de sortie. La valeur moyenne du courant dans chaque inductance L_k étant égale au courant d'entrée i_e on peut écrire la valeur moyenne comme :

$$I_{Tk(\max)} = D i_e = \frac{D}{1-D} i_s \quad (\text{I.138})$$

On démontre que la valeur efficace s'écrit [26] [27] :

$$I_{T(eff)} = I_s \sqrt{D \left[\frac{1}{(1-D)^2} + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_L}{I_s} \right)^2 \right]} \quad (\text{I.139})$$

I.4.2.5 Choix des Diodes

L'utilisation de diodes Schottky permet d'éviter les problèmes de recouvrement et donc des pertes par commutation supplémentaires. Des fréquences d'ordre supérieur exigent de la rigueur sur toutes les origines de pertes dépendantes de la fréquence [26].

$$I_D = I_{s(\max)} (1-D) \quad (\text{I.140})$$

La diode présente dans le circuit Buck est aussi génératrice de pertes. Ces pertes peuvent être calculées de la façon suivante :

$$P_D = I_D V_D \quad (\text{I.141})$$

La tension moyenne aux bornes des diodes est :

$$V_{dmoy} = -(1-D)V_e \quad (\text{I.142})$$

La valeur moyenne du courant dans la diode est donc égale au courant de sortie:

$$I_{Dmoy} = I_s \quad (\text{I.143})$$

On adoptera pour la valeur efficace du courant dans la diode la valeur approchée suivante [26] [27] :

$$I_{Deff} = I_e \sqrt{1-D} = \frac{I_s}{\sqrt{1-D}} \quad (\text{I.144})$$

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une modélisation et au dimensionnement des convertisseurs buck et boost entrelacés. Ceci passe nécessairement par l'établissement des modèles moyens des convertisseurs susmentionnés. Les modèles moyens sont non-linéaires, en raison du produit entre la grandeur de commande des convertisseurs (rapport cyclique) et le vecteur d'état. A l'issue du dimensionnement des convertisseurs entrelacés, on remarque que les tailles des inductances et des capacités sont plus faibles que celles utilisées dans les structures classiques. Par conséquent, le cout des éléments réactifs a été réduit mais en contrepartie le nombre de composants actifs a été augmenté. En outre, nous avons procédé à une généralisation du dimensionnement et de la modélisation des convertisseurs entrelacés à bras multiples où nous avons constaté que l'ondulation du courant diminue avec l'augmentation du nombre des bras.

Chapitre II

Commande linéaire des convertisseurs Buck et Boost entrelacés

II.1. Introduction

Les convertisseurs DC-DC entrelacés peuvent présenter en boucle ouverte une précision insuffisante, un temps de réponse trop lent, un dépassement trop important, et une grande sensibilité aux perturbations. Pour cela, il est nécessaire de corriger leurs comportements à l'aide des techniques d'asservissement. Le système asservi doit comporter un régulateur dont l'objectif est de respecter les performances du système asservi en termes d'amortissement, dépassement, et rapidité. Le régulateur Proportionnel-Intégral PI est très utilisé en raison de sa simplicité d'implémentation et sa possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique, quand ses paramètres sont bien réglés [28].

Dans ce chapitre nous allons procéder à la synthèse des régulateurs de type PI par deux méthodes l'une est basée sur le modèle instantané, et l'autre sur le modèle moyen. Cette dernière utilise les critères graphiques qui permettent d'étudier la stabilité d'un système en boucle fermée (FTBF) à partir de l'analyse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO). Elle exige donc la modélisation du système à régler sous forme de fonction de transfert. Cependant, la modélisation des convertisseurs DC-DC présente des difficultés liées à la nature même de ces derniers. Pour la plupart des convertisseurs, les modèles moyens sont non-linéaires, en raison du produit entre la grandeur de commande des convertisseurs (rapport cyclique) et le vecteur d'état. Cependant, un modèle linéaire peut s'obtenir en linéarisant le modèle initial autour d'un point de fonctionnement. Le résultat est ainsi un modèle en « petits signaux » [29], qui fournit une approximation valide uniquement au voisinage du point de linéarisation [30].

Dans ce chapitre, la commande par PI des convertisseurs Buck et Boost entrelacés à deux bras sera adoptée afin d'assurer une tension de sortie constante et une robustesse contre la variation de la charge.

II.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.

II.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 (II.1). L'objectif essentiel de cette commande est d'assurer le partage équitable du courant d'entrée (total) sur les bras du convertisseur.

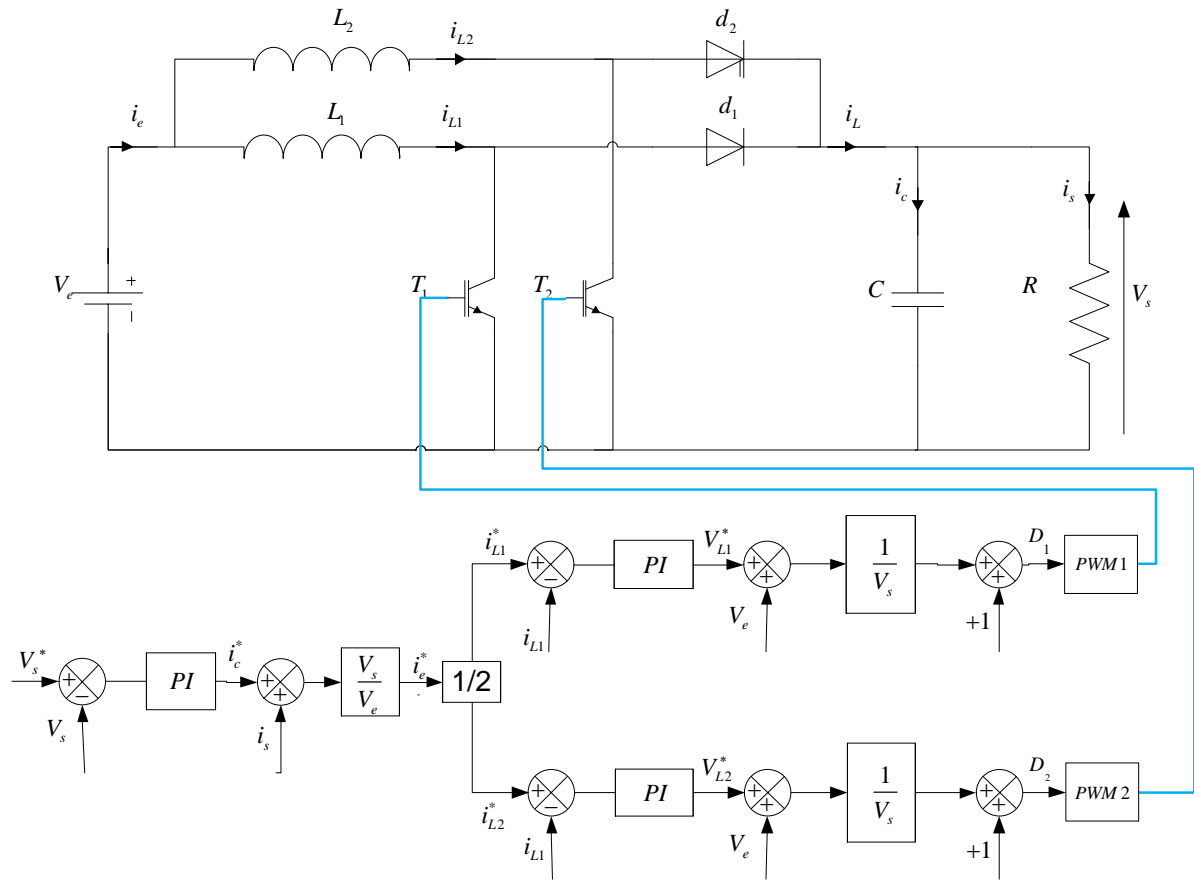


Figure (II.1): Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras

II. 2.1.1 Synthèse du régulateur de la tension de sortie du convertisseur boost entrelacé

Un régulateur du type PI dont la fonction de transfert est symbolisée par $T_C(p)$ est retenu comme correcteur pour la boucle de tension. L'équation temporelle de ce correcteur est donnée par:

$$i_c^*(t) = k_{pv} e(t) + k_{iv} \int e(t) dt \tag{II.1}$$

Où : $e(t)$, i_c^* , k_{pv} , k_{iv} représentent respectivement l'erreur à l'instant t, la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$T_C(p) = k_{pv} + \frac{k_{iv}}{p} \tag{II.2}$$

Où : p est l'opérateur de Laplace.

La figure (II.2) représente la boucle de régulation de la tension sortie du convertisseur avec un correcteur PI :

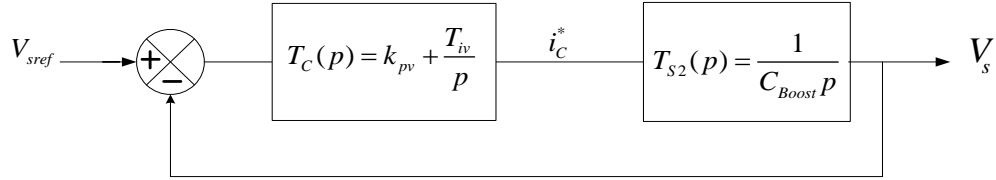


Figure (II.2): Schéma de régulation de la tension de générateur par un PI

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

$$H_t(p) = \frac{\frac{k_{pv}}{C_{Boost}} p + \frac{k_{iv}}{C_{Boost}}}{p^2 + \frac{k_{pv}}{C_{Boost}} p + \frac{T_{iv}}{C_{Boost}}} \quad (II.3)$$

Pour calculer les gains convenables du correcteur on utilise la méthode de placement des pôles. On désire que la fonction de transfert (II.3) présente le même comportement dynamique qu'un système de deuxième ordre de la forme suivante :

$$F(p) = \frac{\omega_{nv}^2}{p^2 + 2\xi_v \omega_{nv} p + \omega_{nv}^2} \quad (II.4)$$

Par identification des deux équations caractéristiques des deux fonctions de transfert (II.3) et (II.4) on trouve:

$$\begin{cases} k_{pv} = 2\xi_v \omega_{nv} C_{Boost} \\ T_{iv} = C_{Boost} \omega_{nv}^2 \end{cases} \quad (II.5)$$

Où, ξ_v , ω_{nv} représentent respectivement le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle du système.

II.2.1.2 Synthèse du régulateur des courants des bras

Afin d'assurer l'équilibrage des courants des bras, le courant de chaque bras est contrôlé en boucle fermée en utilisant un correcteur de type PI comme le représente la figure (I.3). Ce dernier permet de corriger l'erreur entre les courants mesurés i_{L1} et i_{L2} traversant les bobines L_1 et L_2 et leur référence ($i_e^* / 2$) imposée par la boucle externe de la tension de sortie du convertisseur et calculée par $i_e^* = (i_s + i_c^*) \frac{V_s}{V_e}$.

La figure (II.3) représente le schéma de régulation du courant de la bobine avec un correcteur PI.

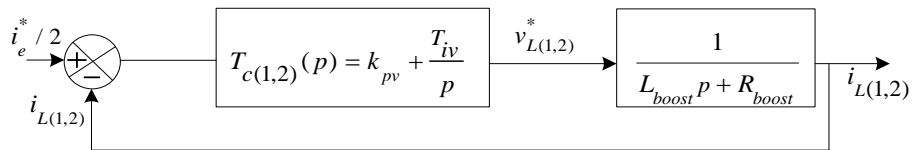


Figure (II.3): Schéma de régulation du courant dans une bobine par un régulateur PI

Où $R_{L_{Boost}}$ représente la résistance interne de la bobine.

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

$$H_{ci}(p) = \frac{\frac{k_{pi}}{L_{Boost}} p + \frac{k_{ii}}{L_{Boost}}}{p^2 + \frac{k_{pi} + R_{L_{Boost}}}{L_{Boost}} p + \frac{k_{ii}}{L_{Boost}}} \quad (\text{II.6})$$

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

$$\begin{cases} k_{pi} = 2\xi_i \omega_{ni} L_{Boost} - R_{L_{Boost}} \\ T_{ii} = L_{Boost} \omega_{ni}^2 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Où, ξ_i , ω_{ni} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système. Enfin, les rapports cycliques D_1 et D_2 assurant l'équilibrage des courants des bras sont calculés comme suit :

La sortie du régulateur PI du courant représentant la tension de référence qui doit être appliquée aux bornes de la bobine de chaque bras, est utilisée pour en déduire la tension aux bornes de l'interrupteur $T_{1,2}$: $V_{T(1,2)} = V_e - V_{L(1,2)}$. On a aussi une autre expression $V_{T(1,2)}$ en fonction de la tension d'entrée $V_{T(1,2)} = (1 - D_{(1,2)})V_e$. A partir de ces deux équations on obtient l'expression du rapport cyclique comme suit :

$$D_1 = D_2 = 1 - \frac{V_{T(1,2)}}{V_e} \quad (\text{II.8})$$

II.2.2 Synthèse du régulateur par les critères graphiques

La synthèse du régulateur par les critères graphiques nous oblige à calculer les fonctions de transfert du convertisseur entrelacé. Pour cela, nous allons utiliser la méthode de linéarisation autour d'un point de fonctionnement «petits signaux» pour réaliser cet objectif.

II.2.2.1 Fonctions de transfert du convertisseur Boost entrelacé

Le système est linéarisé autour du point équilibre (I_{Le}, V_{se}, D_e) avec: $i_{L(1,2)} = I_{Le(1,2)} + \tilde{i}_{L(1,2)}$, $V_s = V_{se} + \tilde{v}_s$ et $D_{(1,2)} = D_{e(1,2)} + \tilde{d}_{(1,2)}$.

En utilisant le modèle de petits signaux (Small Signal Model), il vient :

$$\dot{\tilde{x}} = A \tilde{x} + B \tilde{d} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{avec } x = [\tilde{i}_{L1}, \tilde{i}_{L2}, \tilde{v}_s]$$

En remplaçant A et B données par (I.8), nous arrivons au modèle petits signaux du convertisseur boost entrelacé à deux bras autour d'un point équilibre :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_{L2}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D_e}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1-D_e}{L_2} \\ \frac{1-D_e}{C} & \frac{1-D_e}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{v}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{se}}{L_1} \\ \frac{V_{se}}{L_2} \\ -\frac{I_{Le}}{C} \end{bmatrix} \tilde{d}(p) \quad (\text{II.11})$$

En utilisant la transformation de Laplace, il vient:

$$\begin{cases} p\tilde{i}_{L1}(p) = -\frac{1-D_e}{L_1}\tilde{v}_s(p) + \frac{V_{se}}{L_1}\tilde{d}(p) \\ p\tilde{i}_{L2}(p) = -\frac{1-D_e}{L_2}\tilde{v}_s(p) + \frac{V_{se}}{L_2}\tilde{d}(p) \\ p\tilde{v}_s(p) = \frac{1-D_e}{C}\tilde{i}_L(p) - \frac{1}{RC}\tilde{v}_s(p) - \frac{I_{Le}}{C}\tilde{d}(p) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La fonction de transfert reliant le courant \tilde{i}_{L1} au rapport cyclique \tilde{d}_1 est donnée par :

$$\frac{\tilde{i}_{L1}(p)}{\tilde{d}_1(p)} = \frac{CV_{se}}{(1-D_e)^2} \frac{\frac{2}{RC} + p}{\frac{LC}{(1-D_e)^2} p^2 + \frac{L}{R(1-D_e)^2} + 2} \quad (\text{II.13})$$

La fonction de transfert reliant le courant \tilde{i}_{L2} au rapport cyclique \tilde{d}_2 est donnée par :

$$\frac{\tilde{i}_{L2}(p)}{\tilde{d}_2(p)} = \frac{CV_s}{(1-D_e)^2} \frac{\frac{2}{RC} + p}{\frac{LC}{(1-D_e)^2} p^2 + \frac{L}{R(1-D_e)^2} + 2} \quad (\text{II.14})$$

Une fois que le courant dans l'inductance est asservi, nous avons : $\tilde{i}_L = I_L^*$

La fonction de transfert de \tilde{v}_s est établie en considérant \tilde{d} comme une perturbation :

$$p\tilde{v}_s = \frac{1-D_e}{C} I_L^* - \frac{1}{RC} \tilde{v}_s \quad (\text{II.15})$$

D'autre part:

$$\frac{\tilde{v}_s}{I_L^*} = \frac{1-D_e}{Cp + \frac{1}{R}} \quad (\text{II.16})$$

II.2.2.2 Fonction de transfert du correcteur

Afin de contrôler les convertisseurs Buck et Boost entrelacé un régulateur PI est adoptée. Ce correcteur présente une fonction de transfert de la forme:

$$T_C(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{II.17})$$

Où k_p est le gain de l'action proportionnelle, et k_i est le gain d'action intégrale.

II.2.2.3 Synthèse du régulateur PI

Sachant que la phase de ce régulateur est toujours négative, on ne pourra jamais ajouter de la phase au système à corriger. En conséquence, on ne pourra pas à la fois fixer la marge de phase et la fréquence de coupure du système corrigé.

En effet, considérons un système à corriger de fonction de transfert $T(p)$ présentant une phase $\arg T(j\omega_c)$, cette valeur correspond à une marge de phase de $[180^\circ + \arg T(j\omega_c)]$. Si on veut imposer une marge de phase (Mp) plus importante sachant que le PI ne peut qu'augmenter la phase, il faut se placer à une pulsation ω_0 pour laquelle la phase $\arg T_c(j\omega_0) > \arg T(j\omega_0)$ et de garantir que :

$$\begin{cases} \arg T_c(j\omega_0) + \arg T(j\omega_0) + 180^\circ = Mp \\ |T_c(j\omega_0)| |T(j\omega_0)| = 1 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

On pose :

$$\begin{cases} \arg T_c(j\omega_0) = -\varphi_i \\ G_i = |T_c(j\omega_0)| \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

A l'aide (II.18), on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_i = -Mp + 180^\circ + \arg T(j\omega_0) \\ G_i = \frac{1}{|T(j\omega_0)|} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Comme $\arg T_c(j\omega_0) < \arg T(j\omega_0)$, les pulsations ω_0 et ω_c vérifient nécessairement $\omega_0 < \omega_c$. En conséquence, un régulateur PI ralentit la réponse du système à corriger sachant alors : $0^\circ < \varphi_i < 90^\circ$, le calcul de φ_i en (II.20) nous montre que le régulateur en questionne peut être calculé que si la pulsation ω_0 est choisie telle que

$$0^\circ < -Mp + 180^\circ + \arg(T(j\omega_0)) < 90^\circ \quad (\text{II.21})$$

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

$$Mp - 180^\circ < \arg T(j\omega_0) < Mp - 90^\circ \quad (\text{II.22})$$

Pour calculer alors les paramètres k_p et k_i d'un régulateur PI revient de réaliser un gain G_i et une phase φ_i donnés par (II.20), soit:

$$\varphi_i = -\arctg(k_i \omega_0) + \frac{\pi}{2} \quad (\text{II.23})$$

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

$$k_i = \frac{1}{\omega_0 \operatorname{tg}(\varphi_i)} \quad (\text{II.24})$$

et

$$G_i = \frac{k_p}{k_i \omega_0} \sqrt{1 + k_i^2 \omega_0^2} \quad (\text{II.25})$$

A partir de l'équation précédente l'expression de k_p est:

$$k_p = \frac{k_i \omega_0 G_i}{\sqrt{1 + k_i^2 \omega_0^2}} \quad (\text{II.26})$$

II.2.2.4 Régulation en courant (Current Mode Control) du convertisseur entrelacé à deux bras

Le schéma représentatif de la boucle de régulation CMC du convertisseur DC/DC entrelacé à retour unitaire réglé par un PI est donné par la figure (II.4).

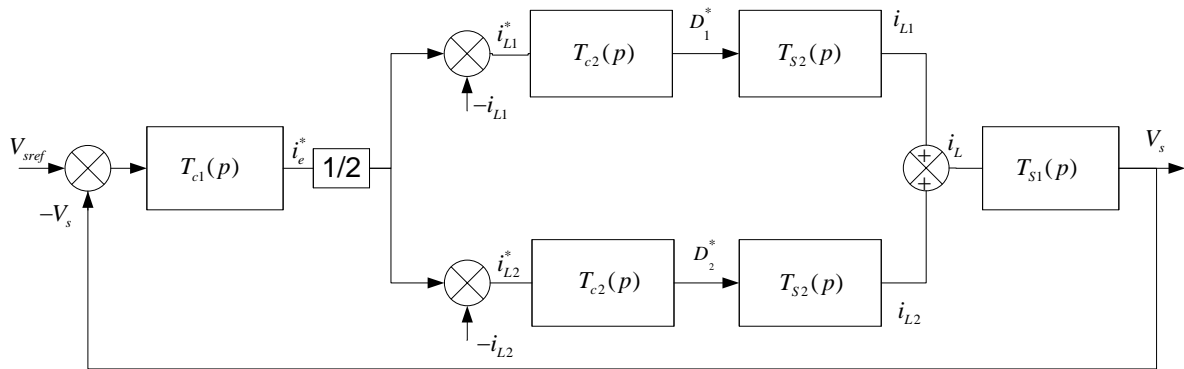


Figure (II.4) : Schéma d'un système asservi de la commande par boucle de courant

La figure (II.4) illustre un correcteur PI de tension en cascade avec deux boucles de contrôle. La boucle de tension externe compare la valeur de référence de la tension et la valeur mesurée et impose une référence de courant d'entrée, ce dernier est divisé sur deux pour devenir le courant de référence des bras.

La boucle de courant interne contient deux régulateurs PI dont les entrées sont les erreurs entre la référence de courant donnée par la boucle de tension et la valeur réelle du courant dans chaque bras, ces erreurs sont corrigées pour donner les rapports cycliques. Ainsi, l'asservissement de la tension de sortie et du courant des convertisseurs entrelacés est obtenu par deux boucles imbriquées. Chacune d'elles donne lieu à une synthèse de correcteur spécifique. Pour cela, la boucle la plus rapide est d'abord étudiée.

II.2.2.5 Régulation en courant du convertisseur Boost entrelacé

Le circuit électrique du convertisseur Boost entrelacé réglé en CMC est présenté par la figure (II.5).

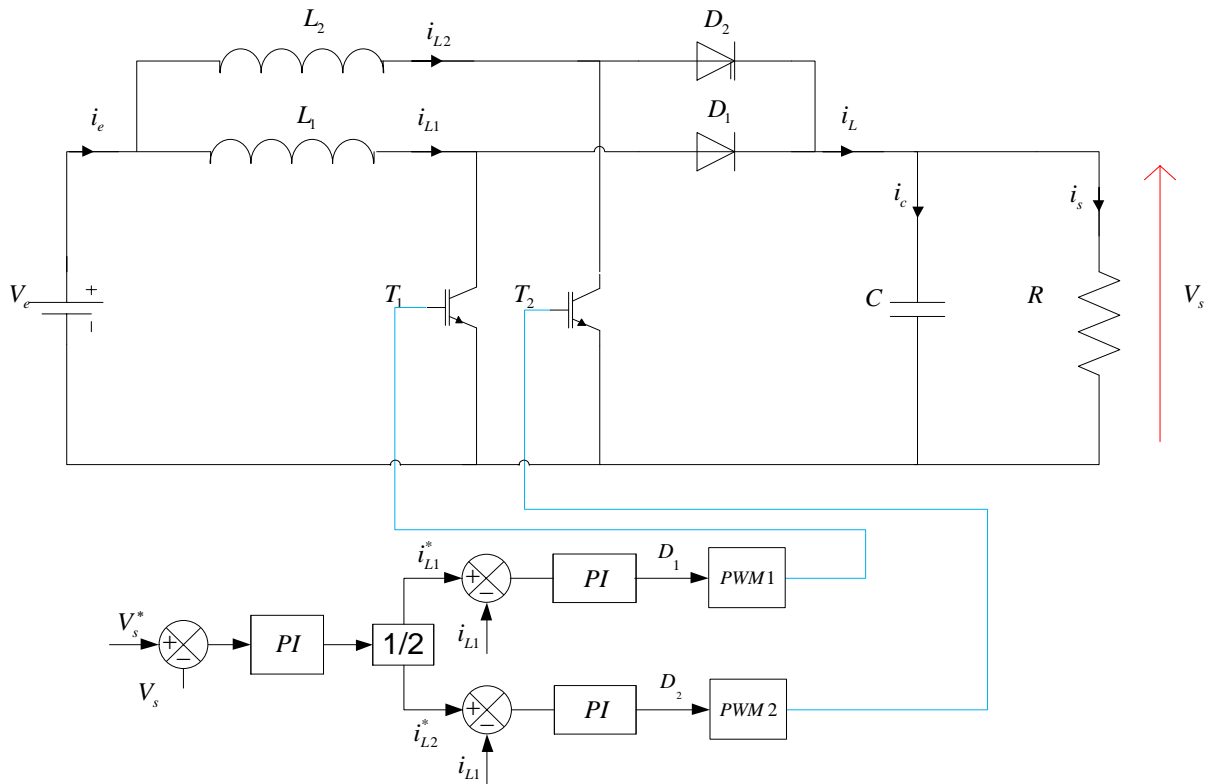


Figure (II.5): Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras

II.2.2.5.1 Boucle de courant

La conception de la boucle de courant, représentée sur la figure (II.6), consiste à définir la boucle de courant quantitativement qui doit atteindre les critères de conception de marge de phase (PM) et la bande passante (BW) ou la fréquence de coupure f_c .

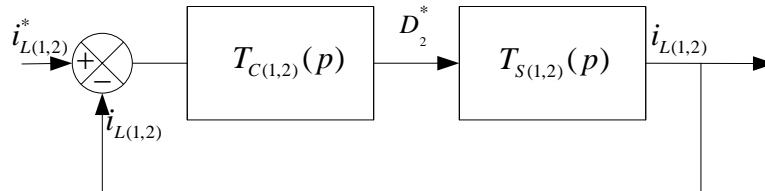


Figure (II.6) : Boucles d'asservissement des courants des bras

La boucle de courant interne (BW large) a une dynamique rapide et la boucle de tension externe (faible BW) à une dynamique lente. Par conséquent, le courant d'inductance est capable de changer plus rapidement que la tension de sortie à cause de l'existence d'une séparation à l'échelle de temps entre les deux boucles ou les variables d'état [31]. Ceci peut être exploité pour simplifier la conception du contrôleur.

On obtient à partir l'équation (II.6), la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de courant :

$$T_{S1}(p) = \frac{0.45p + 3.24 \times 10^{-06}}{1.875 \times 10^{-06} p^2 + 0.0002083p + 6.25} \quad (II.27)$$

Le diagramme de Bode de $T_{S1}(p)$ est donné par la figure (II.7).

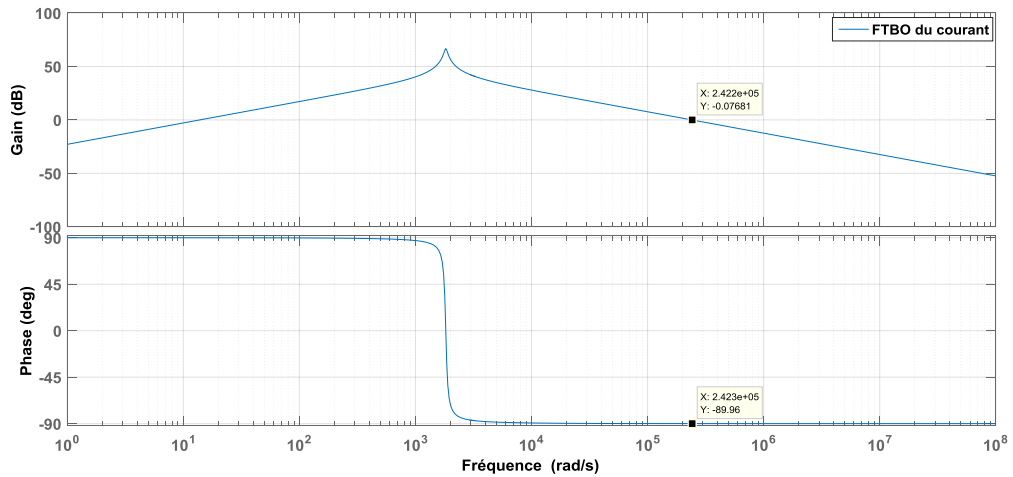


Figure (II.7). Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de courant.

Le diagramme de Bode de $T_{S1}(p)$ montre une $PM = 92^\circ$ obtenue à $\omega_c = 2.4 \times 10^5$ rad/sec. Donc le système peut avoir une erreur statique en raison d'un gain négative à basse fréquence, donc un correcteur PI doit être utilisé pour la compensation. Pour augmenter le gain basse fréquence du système et pour obtenir une PM de 60° obtenue à $\omega_c = 10^5$ rad / s, en utilisant la fonction de transfert du correcteur de courant suivante :

$$T_{C2}(p) = \frac{6.228 \times 10^{-06} p + 0.3605}{1.728 \times 10^{-05} p} \tag{II.28}$$

Avec $T_i = 1.7276 \times 10^{-05}$, $k_p = 0.3605$

La fonction de transfert en boucle ouverte de tension corrigée s'écrit donc comme suit :

$$T_{OL(boost)}(p) = T_{C2}(p)T_{S1}(p) = \frac{2.803 \times 10^{-06} p^2 + 0.1622 p + 1.168 \times 10^{-06}}{3.239 \times 10^{-11} p^3 + 3.599 \times 10^{-09} p^2 + 0.000108 p} \tag{II.29}$$

La figure (II.8) montre le diagramme de Bode du système corrigé e utilisant le critère graphique (Règle du revers).

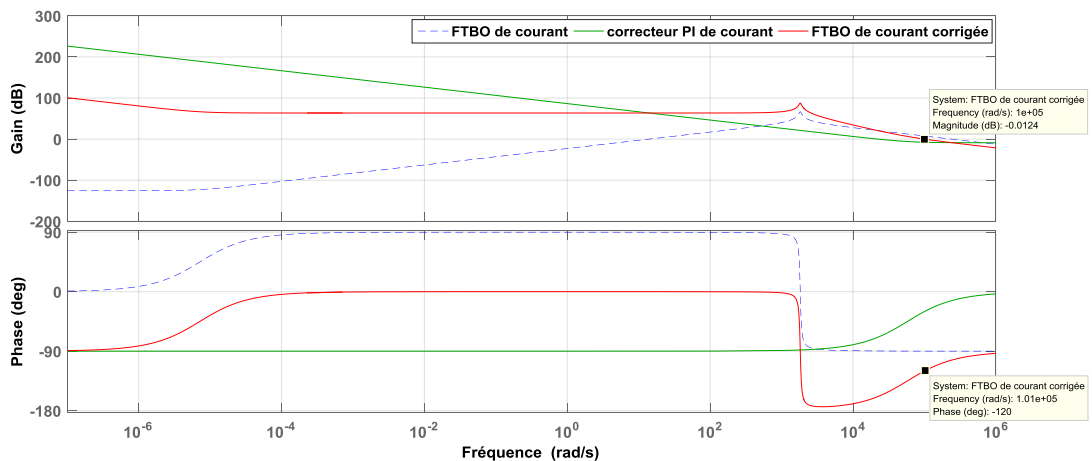


Figure (II.8) : Diagramme de Bode du système avec correcteur PI

II.2.2.5.2 Boucle de tension

Comme cela a été évoqué précédemment, une boucle d'asservissement gérant la tension aux bornes de la charge doit être mise en place. La boucle de tension extérieure, représentée sur la figure (II.9), génère le courant de référence d'inductance i_L^* pour la boucle interne de contrôle de courant.

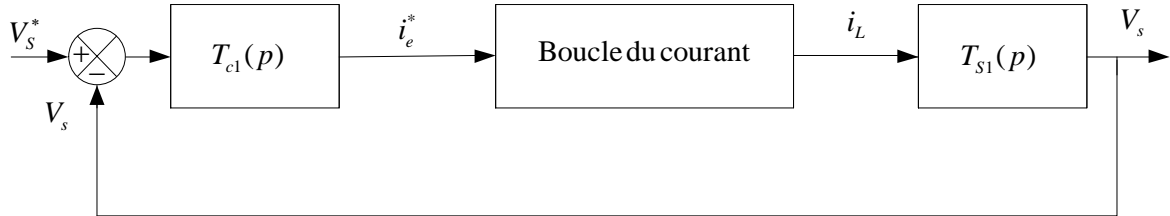


Figure (II.9) : Boucle d'asservissement de la tension

La boucle de courant rapide peut corriger l'erreur de réglage rapidement, par conséquent, dans la conception de la boucle de tension, la dynamique de la boucle interne peut être négligée. Sa fonction de transfert n'est pas incluse et le rapport cyclique peut être remplacé par sa valeur de l'état d'équilibre équivalent D [32].

On peut calculer la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de tension depuis l'équation (II.16) en obtient:

$$T_{S2}(p) = \frac{0.5}{0.00018 p + 0.02} \quad (\text{II.30})$$

Le diagramme de Bode de $T_{S2}(p)$ est donné par la figure (II.10).

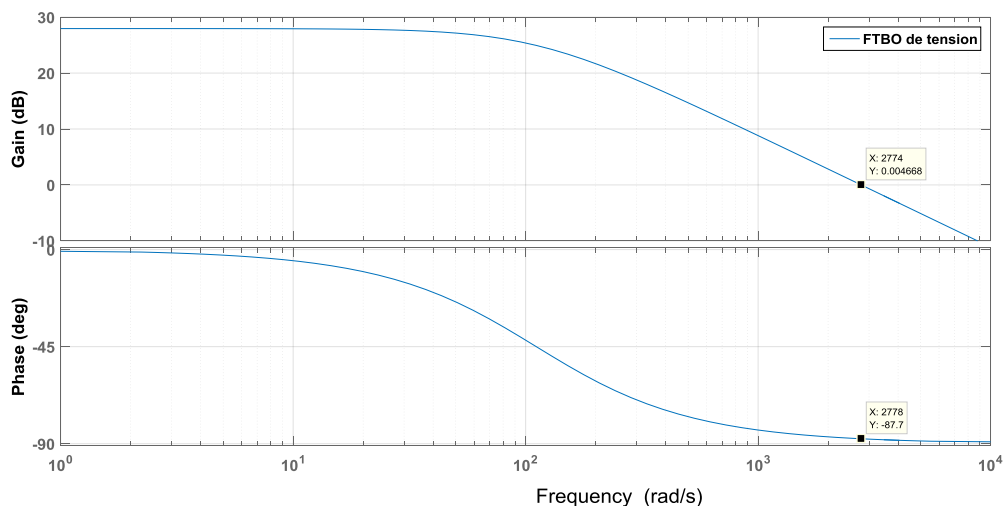


Figure (II.10) : Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de tension

Le diagramme de Bode de $T_{S2}(p)$ montre une $PM = 92.3^\circ$ obtenue à $\omega_c = 2.78 \times 10^3$ rad/s. Si nous voulons une $PM = 60^\circ$ à une fréquence de coupure $\omega_c = 1000$ rad/s le système doit être compensé avec un correcteur PI dont la fonction de transfert est:

$$T_{C1}(p) = \frac{0.0003966 p + 0.2918}{0.001359 p} \tag{II.31}$$

Avec $k_i = 0.0014$, $k_p = 0.2918$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$T_{OL(boost)}(p) = T_{C1}(p)T_{S2}(p) = \frac{0.0001983p + 0.1459}{2.447 \times 10^{-07} p^2 + 2.719 \times 10^{-05} p} \tag{II.32}$$

La figure (II.11) montre le diagramme de Bode du système corrigée.

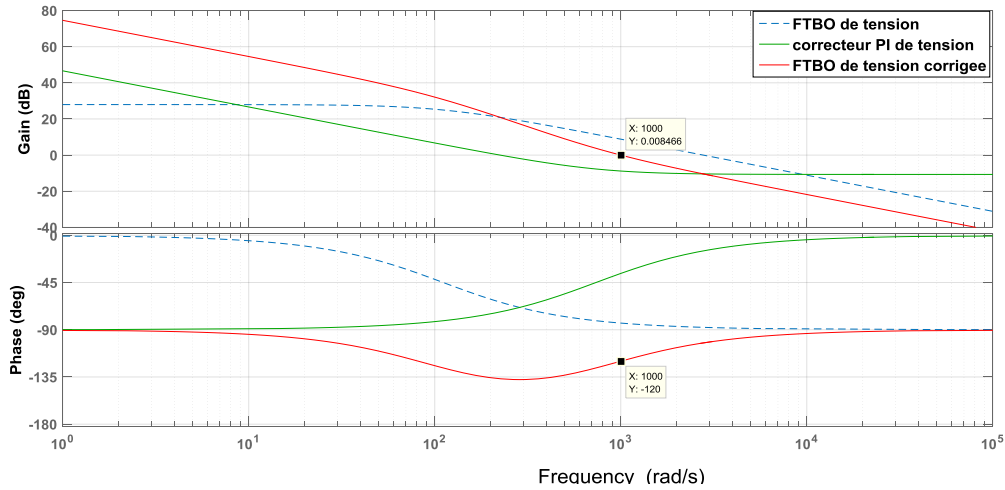


Figure (II.11) : Diagramme de Bode du système avec correcteur PI ($T_i = 0.0014$, $k_p = 0.2918$)

II.2.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation qui seront présentés par la suite sont obtenus sur la base du dimensionnement déjà fait dans le premier chapitre. Le tableau (II.1) représente les paramètres de simulation du convertisseur boost entrelacé à deux bras et les paramètres des régulateurs utilisés.

Paramètres du convertisseur boost entrelacé à deux bras	$V_e = 100V$ $f_s = 50kHz$, $C_{boost} = 1.8 \times 10^{-4} F$, $L_1 = L_2 = 8.33 \times 10^{-4} H$, $R_L = 0.2 \Omega$
Régulateur de la tension de sortie	$\xi_v = 1$, $\omega_{nv} = 1000 \text{ rad/s}$
Régulateurs des courants	$\xi_i = 1$, $\omega_{ni} = 3500 \text{ rad/s}$
Les paramètres de la charge	$R = 50 \Omega$, $R_{ad} = 50 \Omega$

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

Pour comparer les deux méthodes de réglage par PI nous avons conservé les mêmes conceptions de simulation.

À l'instant $t=0.05s$ nous avons introduit une résistance additionnelle R_{ad} en parallèle avec la charge R , et une perturbation de la tension d'entrée à l'instant $t=0.1s$. Dans la période $0.2s < t < 0.3s$ une variation de consigne de la tension de sortie introduit.

Ces essais sont comme objectif de tester la robustesse de réglage PI. Vis-à-vis la variation de la charge et la tension d'entrée.

II.2.3.1 Résultats de simulation du réglage basé sur le modèle instantané

La figure (II.2) représente la variation de la tension de la sortie du convertisseur boost entrelacé à deux bras.

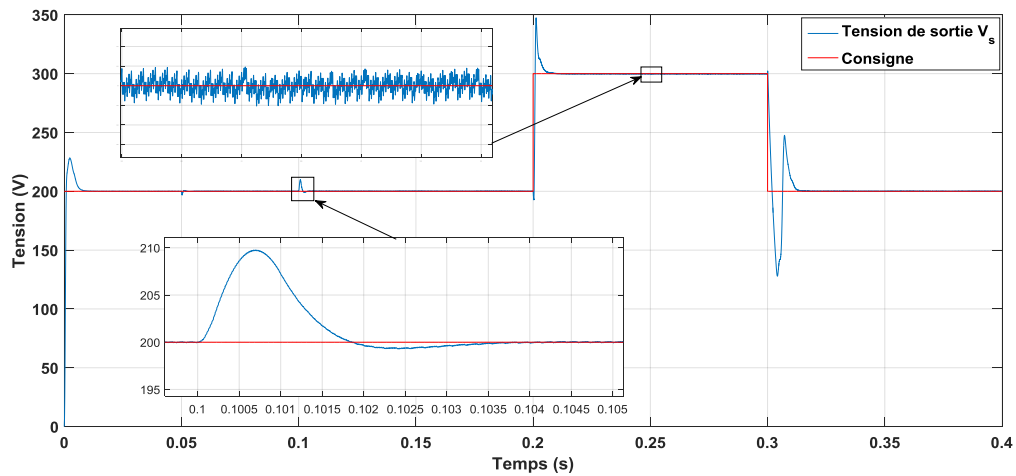


Figure (II.12) : Tension de sortie V_s du convertisseur boost entrelacé lors d'une variation de la charge et changement de la consigne

La figure (II.13) représente l'évolution des courants des bobines et leur courant de référence du convertisseur boost entrelacé à deux bras :

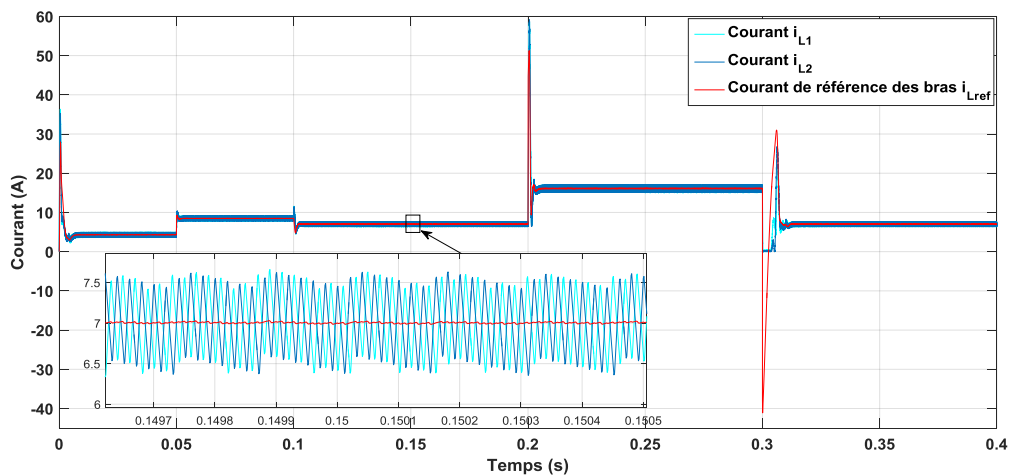
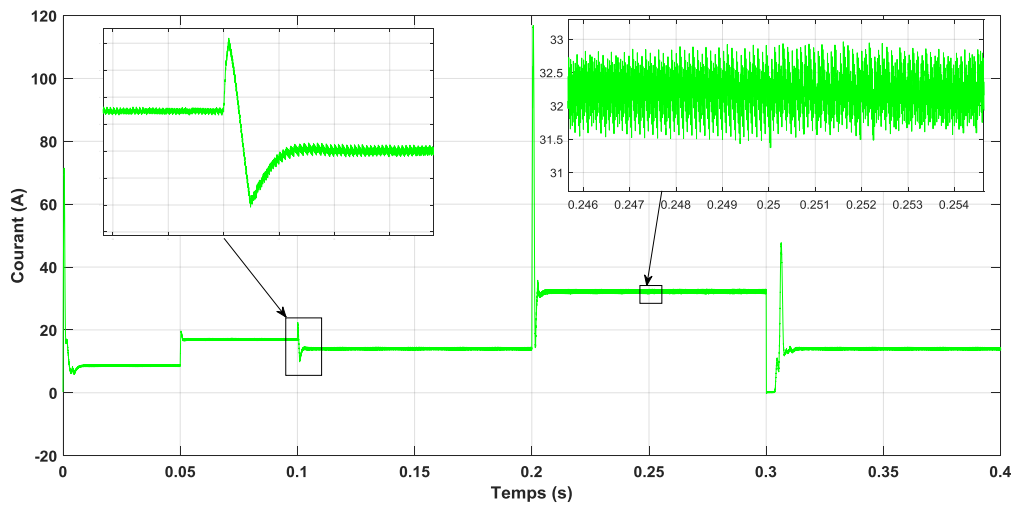


Figure (II.13) : Courants des bras i_{L_i} du convertisseur boost entrelacé lors d'une variation de la charge et changement de la consigne de la tension de sortie à $t=0.1s$

La figure Figure(II.14) représente la courbe du courant d'entrée du convertisseur boost entrelacé.



Figure(II.14) : Courant d'entrée i_e du convertisseur boost entrelacé

La figure (II.15) représente la variation des rapports cycliques du convertisseur boost entrelacé:

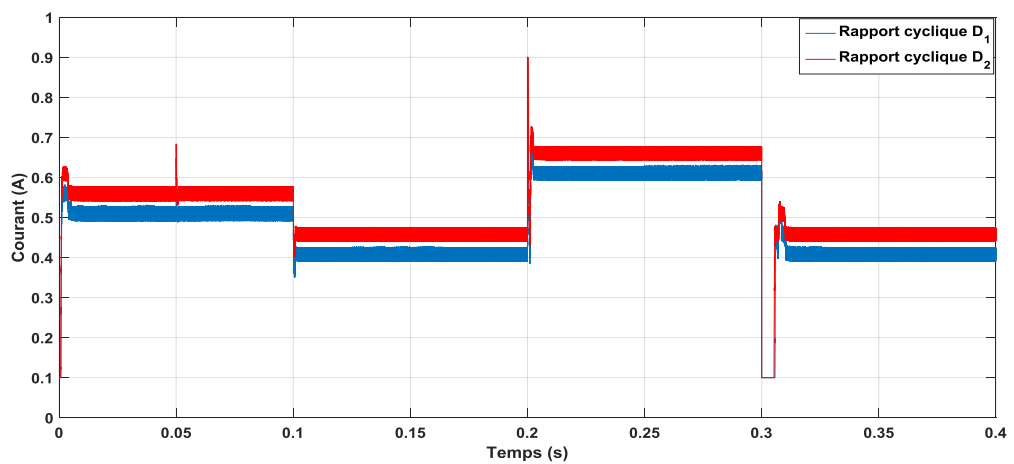


Figure (II.15) : Rapports cycliques du convertisseur boost entrelacé

II.2.3.2 Résultats de simulation du réglage basé sur la règle du revers

Le convertisseur boost entrelacé à deux bras a été simulé avec les mêmes paramètres mentionnés dans le tableau (II.1). La figure (II.16) illustre la variation de sa tension de sortie.

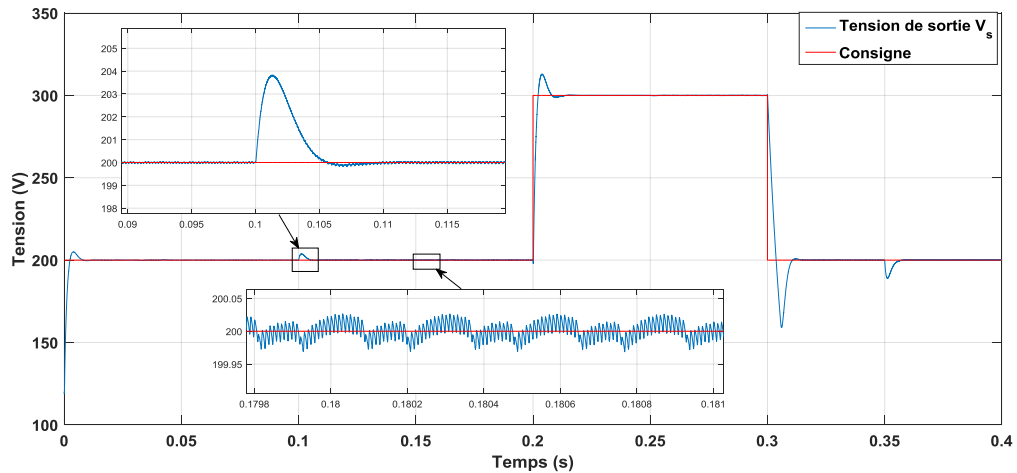


Figure (II.16) : Tension de sortie du convertisseur boost entrelacé lors d'une variation de la charge et changement de la consigne de la tension de sortie à $t=0.2s$

La figure (II.17) représente la variation des courants des bobines et le courant d'entrée du convertisseur boost entrelacé.

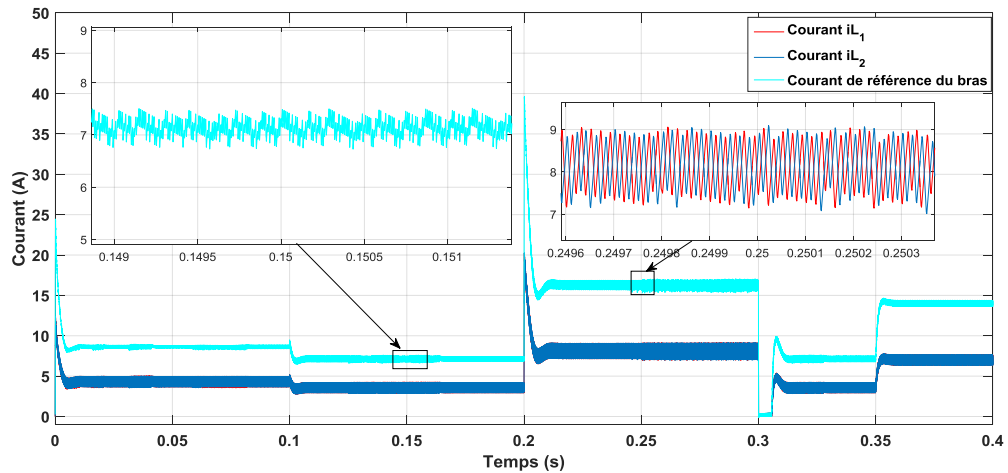


Figure (II.17) : Courants des bras i_{L_i} et le courant d'entrée du convertisseur boost entrelacé avec variation de la consigne et de la charge à $t=0.1s$

Les figures (II.12), (II.13) et (II.14) représentent respectivement, la variation de la tension, les courants des bras et le courant d'entrée du convertisseur boost entrelacé. Les variations correspondantes des rapports cycliques sont illustrées sur la figure (II.15).

Les figures (II.16), (II.17) représentent respectivement, la variation de la tension, les courants des bras et le courant d'entrée du convertisseur boost entrelacé pour la deuxième commande (CMC).

La réponse de tension de sortie du convertisseur illustrée sur les figures (II.4) et (II.8) montre une réponse de deuxième ordre avec un bon temps de réponse.

D'après les figures (II.13), (II.14) et (II.17), on peut constater clairement que les courants des bras sont bien équilibrés et équitablement distribués (la moitié du courant total i_e pour chacun), ce qui valide la synthèse des commandes proposées. Dans les mêmes figures on peut remarquer aussi que le courant d'entrée i_e présente moins d'ondulation par rapport aux courants des bras.

Nous avons remarqué que les courants des bras dans le cas du réglage basé sur le modèle instantané suivent bien le courant de référence issu de la boucle de tension et ils acquièrent la

fréquence et le décalage imposés. Ces avantages assurent la diminution d'ondulation du courant d'entrée. Par contre, la deuxième méthode ne donne pas les mêmes performances du courant, mais elle assure moins de dépassement et un bon temps de réponse.

II.3 Synthèse de la commande linéaire du convertisseur buck entrelacé à deux bras

Dans cette partie, nous allons appliquer les mêmes méthodes de régulation auparavant étudiés sur le convertisseur buck entrelacé.

II.3.1 Réglage basé sur le modèle instantané du convertisseur buck entrelacé

Le schéma global de la commande proposée pour le convertisseur buck entrelacé est représenté par la figure (II.18). L'objectif essentiel qui doit être pris en considération lors de la synthèse de la commande est le partage équitable du courant total sur les bras du convertisseur.

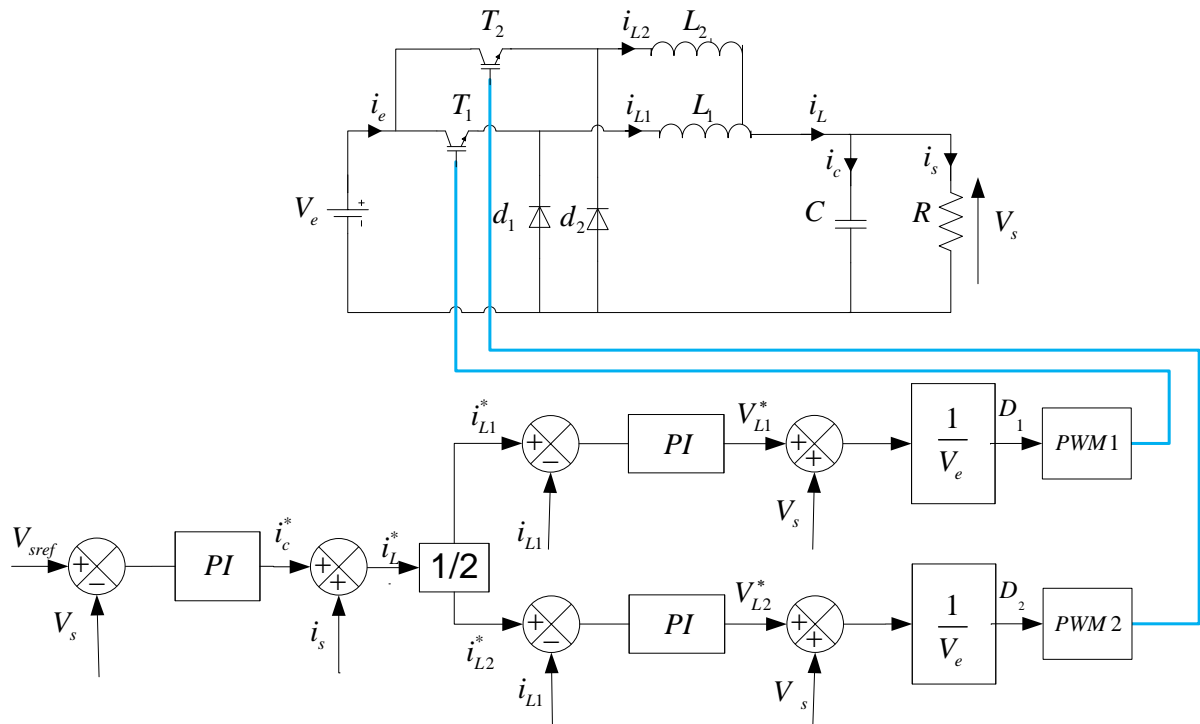


Figure (II.18): Schéma global de la commande du convertisseur buck entrelacé à deux bras

II.3.1.1 Synthèse du régulateur de la tension de sortie du convertisseur buck entrelacé

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$T_{Cv}(p) = k_{pv} + \frac{k_{iv}}{p} \tag{II.34}$$

Où : p est l'opérateur de Laplace.

La figure (II.19) représente la boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur avec un correcteur PI :

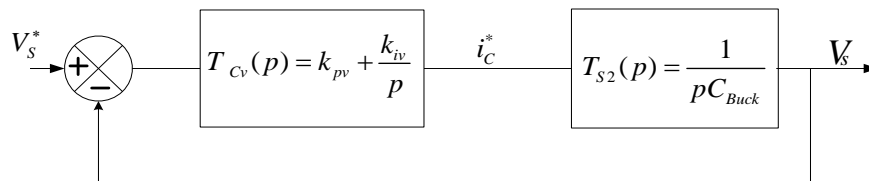


Figure (II.19) : Schéma de régulation de la tension de sortie

A partir du schéma de la figure (II.19), la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit:

$$H_t(p) = \frac{\frac{k_{pv}}{C_{Buck}} p + \frac{k_{iv}}{C_{Buck}}}{p^2 + \frac{k_{pv}}{C_{Buck}} p + \frac{k_{iv}}{C_{Buck}}} \quad (\text{II.35})$$

Pour calculer les gains convenables du correcteur on utilise la méthode de placement des pôles. On veut que la fonction de transfert (II.35) présente le même comportement dynamique qu'un système de deuxième ordre de la forme suivante :

$$F(p) = \frac{\omega_{nv}^2}{p^2 + 2\xi_v \omega_{nv} p + \omega_{nv}^2} \quad (\text{II.36})$$

Par identification des deux équations caractéristiques des deux fonctions de transfert (II.35) et (II.36) on trouve:

$$\begin{cases} k_{pv} = 2\xi_v \omega_{nv} C_{Buck} \\ k_{iv} = C_{Buck} \omega_{nv}^2 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Où ξ_v, ω_{nv} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation de système.

II.3.1.2. Synthèse des régulateurs des courants des bras

Afin d'assurer l'équilibrage des courants des bras, le courant de chaque bras est contrôlé en boucle fermée en utilisant un correcteur de type PI comme le représente la figure (II.20). Ce dernier permet de corriger l'erreur entre les courants mesurés i_{L1} et i_{L2} traversant les bobines L_1 et L_2 et leurs références ($i_L^* / 2$) imposée par la boucle externe de la tension de sortie du convertisseur et calculée par : $i_L^* = (i_s + i_c^*)$.

La figure (II.20) représente le schéma de réglage du courant de la bobine avec un correcteur PI:

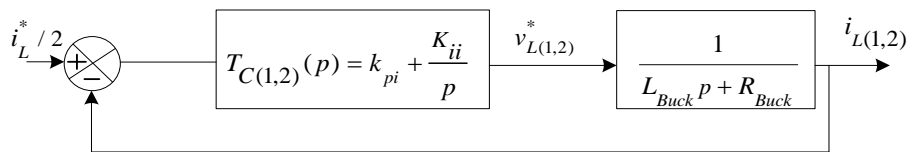


Figure (II.20) : Schéma de régulation du courant d'un bras par un régulateur PI

Où R_{Buck} représente la résistance interne de la bobine.

A partir du schéma de la figure (II.20), la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit:

$$H_{ci}(p) = \frac{\frac{k_{pi}}{L_{Buck}} p + \frac{k_{ii}}{L_{Buck}}}{p^2 + \frac{k_{pi} + R_{Buck}}{L_{Buck}} p + \frac{k_{ii}}{L_{Buck}}} \quad (\text{II.38})$$

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

$$\begin{cases} k_{pi} = 2\xi_i \omega_{ni} L_{Buck} - R_{Buck} \\ k_{ii} = L_{Buck} \omega_{ni}^2 \end{cases} \quad (II.39)$$

Où, ξ_i, ω_{ni} représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système.

Enfin, les rapports cyclique D_1 et D_2 assurant l'équilibrage des courants des bras sont calculés de la manière suivante : depuis la sortie du régulateur PI du courant on obtient la tension de référence qui doit être au bornes de la bobine, donc on peut en déduire la tension aux bornes de la diode $d_{(1,2)}$ par $V_{d(1,2)} = -V_s - V_{L(1,2)}$. D'un autre côté, l'expression de la tension aux bornes de la même diode en fonction de la tension de sortie est $V_{d(1,2)} = -D_{(1,2)} V_e$. A partir ces deux dernières équations on calcule l'expression du rapport cyclique comme suit :

$$D_1^* = D_2^* = -\frac{V_{d(1,2)}}{V_e} = \frac{V_s + V_{L(1,2)}}{V_e} \quad (II.40)$$

II.3.2. Synthèse du régulateur par la règle de revers

La synthèse du régulateur par la règle de revers nous exige le calcul des fonctions de transfert du convertisseur entrelacé.

Le circuit électrique du convertisseur Buck entrelacé régulé en CMC est présenté par la figure (II.21):

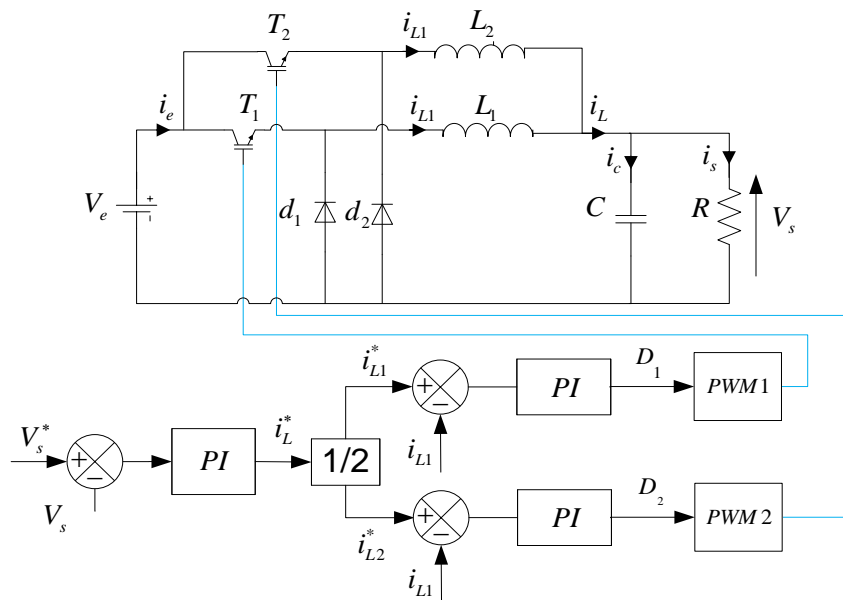


Figure (II.21): Schéma global de la commande du convertisseur buck entrelacé à deux bras

II.3.2.1. Fonction de transfert du convertisseur buck entrelacé

En utilisant le modèle moyen du convertisseur Buck entrelacé donné par l'équation (I.32) le modèle est mis sous la forme suivante:

$$\dot{x} = Ax + BD \quad (\text{II.41})$$

Tel que:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{V_e}{L_1} \\ \frac{V_e}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}$$

En appliquant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$px(p) = Ax(p) + BD(p) \quad (\text{II.42})$$

Ce qui en résulte :

$$x(p) = (pI - A)^{-1} BD(p) \quad (\text{II.43})$$

Par substitution on a trouvé la première fonction de transfert liant la tension V_s au D :

$$\frac{V_s(p)}{D} = \frac{2V_e}{LCp^2 + \frac{L}{R}p + 2} \quad (\text{II.44})$$

La fonction de transfert liant le courant $i_{L(1,2)}$ dans chaque bras au rapport cyclique D_I :

$$\frac{i_{L1}(p)}{D_1(p)} = \frac{i_{L2}(p)}{D_2(p)} = \frac{\frac{V_e}{R}(RCp + 1)}{LCp^2 + \frac{L}{R}p + 2} \quad (\text{II.45})$$

En général, lorsque la tension d'entrée est constante, cette fonction de transfert peut être considérée comme linéaire car elle ne dépend que des paramètres du circuit.

Une fois que le courant i_L est asservi à la valeur i_{Lref} , la dynamique de V_s s'écrit comme suivant :

$$CpV_s(p) = i_L^*(p) - \frac{V_s(p)}{R} \quad (\text{II.46})$$

Donc la fonction de transfert liant la tension V_s au courant i_L^* est:

$$\frac{V_s}{i_L^*(p)} = \frac{R}{RCp + 1} \quad (\text{II.47})$$

Cette fonction de transfert n'est valable que lorsque la dynamique de la tension est suffisamment lente devant celle du courant. Cette condition assure que le courant calculé par les fonctions de transfert (II.47) peut être considéré comme la valeur de référence pour asservir le courant dans (II.45). Les deux relations (II.45) et (II.47) nous permettent de construire la loi de commande du convertisseur.

Le schéma du convertisseur Buck entrelacé régulé en CMC est présenté par la figure (II.23).

II.3.2.2 Boucle de courant

On peut calculer la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de courant comme suit :

$$T_{S1}(p) = \frac{0.05p + 100}{8.889 \times 10^{-8} p^2 + 0.008889p + 100} \quad (\text{II.52})$$

Le diagramme de Bode de $T_{S1}(p)$ est donné par la figure (II.22).

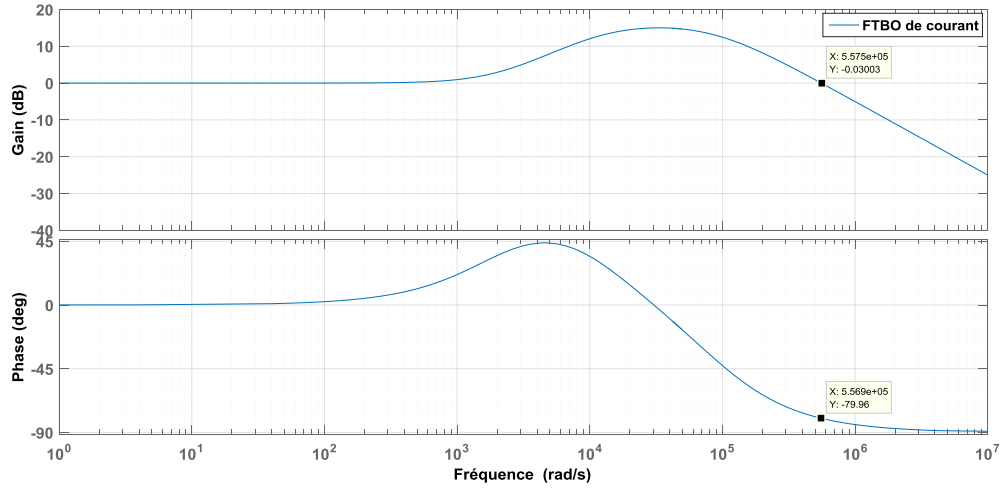


Figure (II.22) : Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de courant

Le diagramme de Bode de $T_S(p)$ illustré dans la Figure (II.22) montre une bonne performance du système en ce qui concerne la bonne marge de phase ($PM = 100.04^\circ$ obtenue à $\omega_c = 5.57 \times 10^5$ rad/s). Mais le système peut avoir une erreur statique en raison d'un gain très faible à basse fréquence (~ 0 dB), donc un correcteur PI doit être utilisé pour la compensation. Pour augmenter le gain à basses fréquences du système et pour obtenir une PM de 60° pour une pulsation de coupure à $\omega_c = 10^8$ rad/s), nous utilisons la fonction de transfert du correcteur de courant suivante :

$$T_{C2}(p) = \frac{2.659 \times 10^{-6} p + 153.9}{1.728 \times 10^{-8} p} \quad (\text{II.53})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$T_{OL(buck)}(p) = T_{C2}(p)T_{S1}(p) = \frac{1.33 \times 10^{-07} p^2 + 7.694p + 1.539 \times 10^4}{1.536 \times 10^{-15} p^3 + 1.536 \times 10^{-10} p^2 + 1.728 \times 10^{-06} p} \quad (\text{II.54})$$

La figure (II.23) montre le diagramme de Bode du système corrigée.

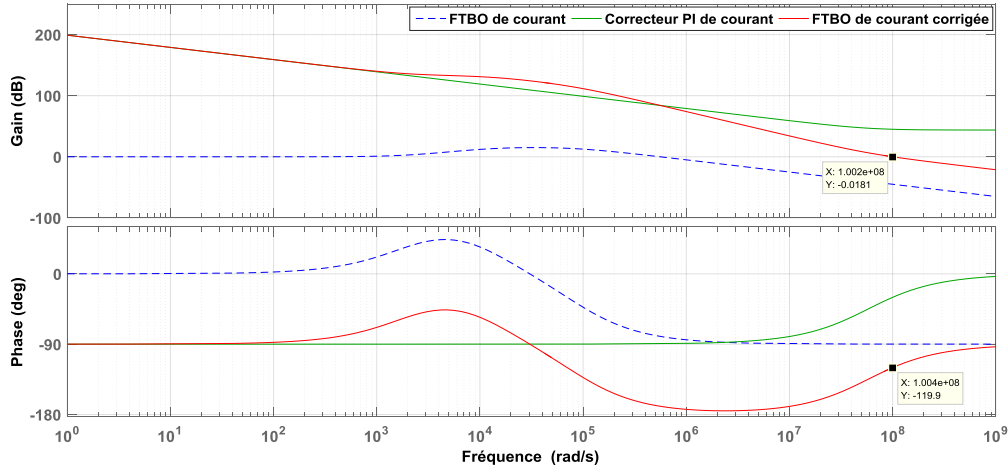


Figure (II.23): Digramme de Bode du système avec correcteur PI ($k_p=1000$ et $k_i=500$)

II.3.2.3. Boucle de la tension

On obtient à partir de l'équation (II.47), la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de tension :

$$T_{S2}(p) = \frac{50}{0.0005 + 1} \tag{II.55}$$

Le diagramme de Bode de $T_{S2}(p)$ est donné par la figure (II.26).

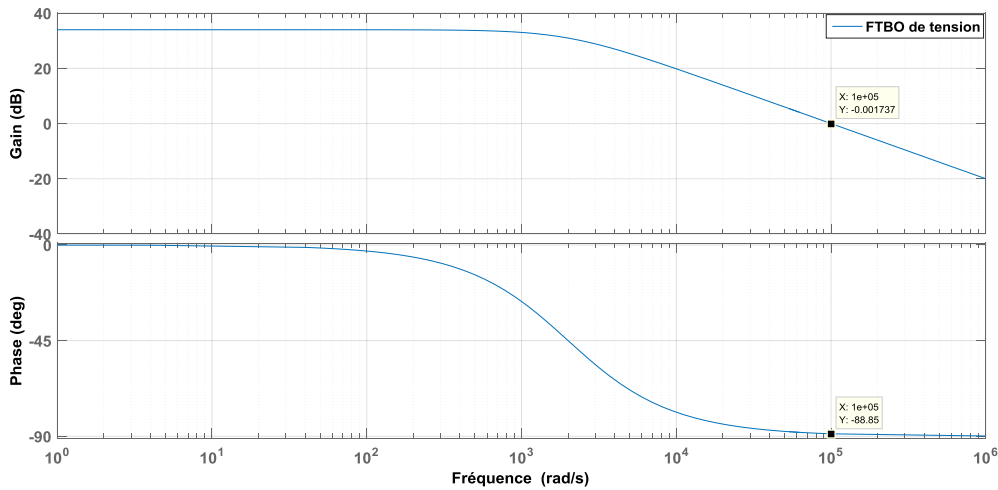


Figure (II.24): Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouvert de la boucle de tension

Le diagramme de Bode de $T_{S1}(p)$ montre une $PM = 92.2^\circ$ obtenue à $\omega_c = 10^5$ rad/s ; donc un correcteur PI doit être utilisé pour la compensation. Pour augmenter le gain basses fréquences du système et pour obtenir une PM de 60° pour une à $\omega_c = 3.5 \times 10^3$ rad / s, nous utilisons la fonction de transfert du correcteur de tension suivante :

$$T_{C1}(p) = \frac{3.385 \times 10^{-06} p + 0.02031}{0.0001667 p} \tag{II.28}$$

Avec $k_i = 1.6666 \times 10^{-4}$, $k_p = 0.0203$

La fonction de transfert en boucle ouverte de tension corrigée s'écrit donc comme suit :

$$T_{OL(buck)}(p) = T_{C1}(p)T_{S2}(p) = \frac{0.0001692p + 1.016}{8.333 \times 10^{-8} p^2 + 0.0001667p} \quad (II.29)$$

La figure (II.8) montre le diagramme de Bode du système corrigé en utilisant le critère graphique (Règle du revers).

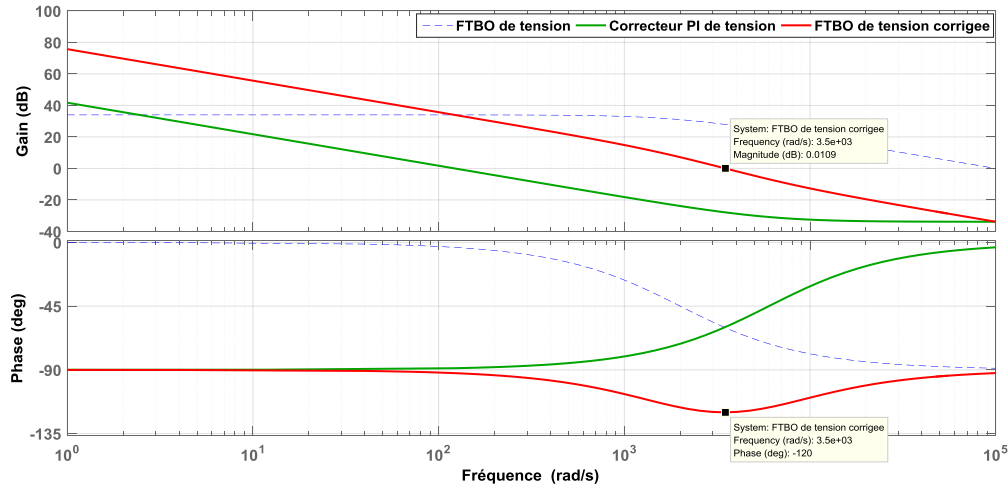


Figure (II.26): Digramme de Bode de la boucle de tension avec correcteur PI

II.3.3 Résultats de simulation

Une variation de la tension d'entrée à l'instant t=0.01s est introduite par augmentation de la tension par 20V. De plus, une variation de la charge est introduite à l'instant t=0.015s par l'ajout d'une résistance additionnelle en parallèle avec la charge R. En outre, durant le temps compris entre 0,02s et 0,03s la consigne de tension de sortie a été augmentée à 70 V.

Le tableau (II.2) représente les paramètres de simulation du convertisseur buck entrelacé et ceux des régulateurs utilisés.

Paramètres du convertisseur buck entrelacé à deux bras	$V_e = 100 \text{ V}$ $f_s = 50 \text{ kHz}, C_{buck} = 1 \times 10^{-5} \text{ F},$ $L_1 = L_2 = 8.9 \times 10^{-3} \text{ H}$
Régulateur de la tension de sortie	$\xi_v = 1, \omega_{nv} = 7 \times 10^4 \text{ rad/s}$
Régulateurs des courants	$\xi = 1, \omega_n = 5 \times 10^6 \text{ rad/s}$
Paramètres de la charge	$R = 50 \Omega, R_{ad} = 50 \Omega$

Tableau (II.2) : Paramètres du convertisseur buck entrelacé et des ceux régulateurs utilisés

II.3.3.1 Résultats de simulation du réglage à base du modèle instantané

La réponse de la tension de sortie du convertisseur buck entrelacé à deux bras est illustrée sur la figure (II.27).

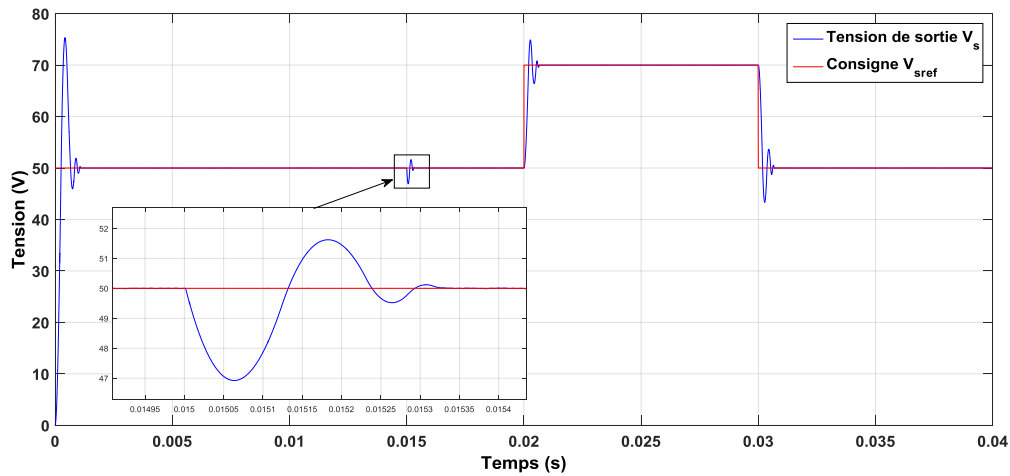


Figure (II.27) : Tension de sortie du convertisseur boost entrelacé lors d'une variation de la charge à $t=0.1s$ et changement de la consigne de la tension de sortie entre $t=0.02s$ et $t=0.03s$

La figure (II.28) représente les courants des bras, leur référence et le courant de sortie du convertisseur buck entrelacé.

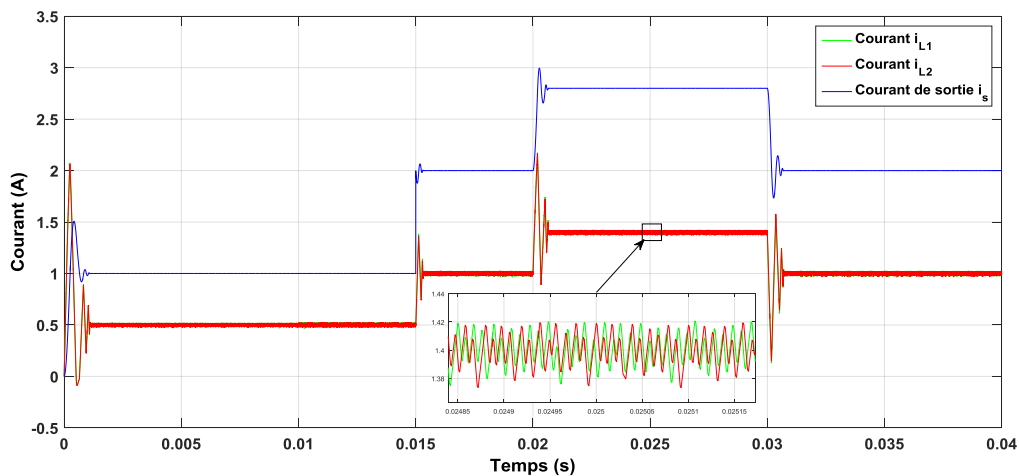


Figure (II.28): Courants des bras et le courant de sortie du convertisseur buck entrelacé à deux bras

II.3.3.2 Résultats de simulation du réglage à base du critère de revers

La figure (II.29) représente l'évolution de la tension de sortie pour une variation de la charge à $t=0.015s$ suivie par un changement de la référence entre $t=0.02s$ et $t=0.03s$. la variation de la tension d'entrée à l'instant $t=0.01s$ elle n'affecte pas sur les grandeurs du convertisseur.

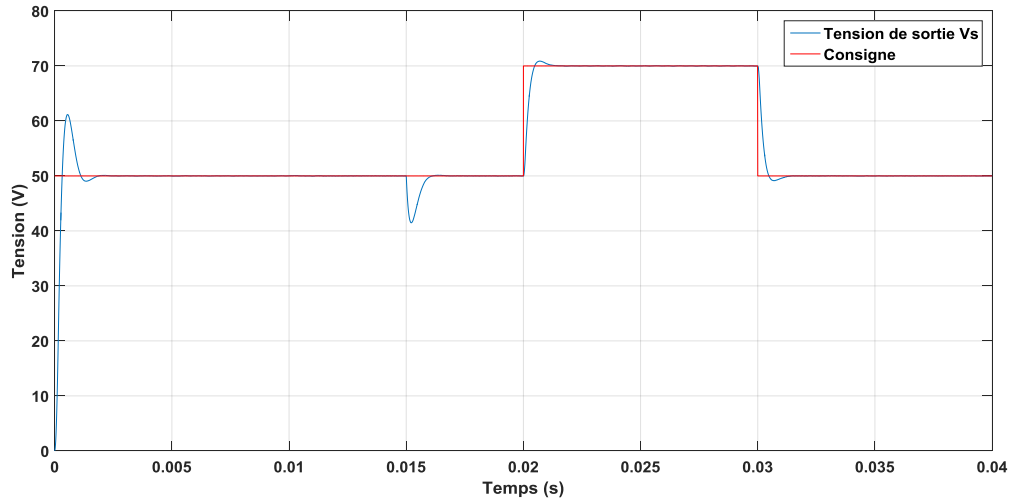


Figure (II.29) : Tension de sortie V_s du convertisseur buck entrelacé lors d'une variation de la charge suivie d'un changement de la référence

La figure (II.30) représente les courants des bras avec leur référence et le courant de sortie du convertisseur buck entrelacé.

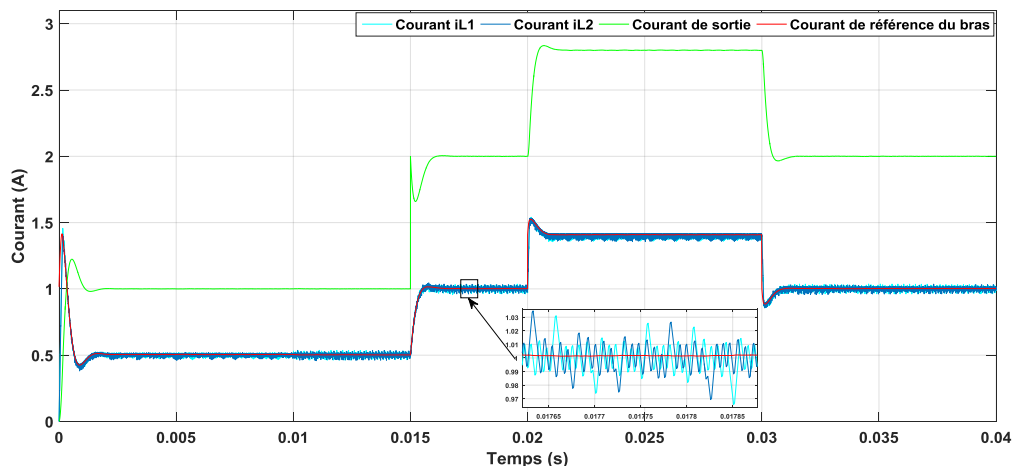


Figure (II.30) : Courants des bras, leur référence et le courant de sortie du convertisseur buck entrelacé à deux bras

Les figures (II.27) et (II.28) représentent respectivement, la variation de la tension, les courants des bras et le courant de sortie du convertisseur pour la première commande et les figures (II.29) et (II.30) représentent les mêmes courbes pour la deuxième commande.

D'après les figures (II.13), (II.14) et (II.17) on peut constater clairement que les courants des bras sont bien équilibrés et équitablement distribués. Sur les mêmes figures on peut remarquer aussi que le courant de la sortie i_s présente moins d'ondulation par rapport aux courants des bras.

Nous avons remarqué que les courants des bras, réglés par la méthode de réglage instantané, suivent bien le courant de référence obtenu depuis la boucle de tension et ils ont une fréquence et un décalage égaux à ceux imposés par la commande. Ces avantages assurent la diminution d'ondulation du courant d'entrée. Toutefois, la deuxième méthode n'a pas donné les mêmes performances du courant, mais elle a assuré moins de dépassement et un bon temps de réponse.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande de deux convertisseurs boost et buck entrelacés à deux bras a été présentée. L'idée elle-même est très similaire à celle appliquée aux convertisseurs classiques, où l'objectif était d'atteindre un certain niveau de performances (précision, rapidité, insensibilité aux bruits,...) et de robustesse. Pour ce faire, deux approches pour la synthèse des régulateurs PI ont été détaillées. La première, basée sur une modélisation instantanée des convertisseurs étudiés, a donné de meilleures performances dans le régime permanent soit pour le courant ou la tension. La deuxième approche, à base d'une méthode graphique, permet l'amélioration des performances du système dans les régimes transitoires soit pour le cas de la variation de la charge ou bien lors du changement de la consigne.

Dans le cas où les non linéarités et les incertitudes sont prises en considération, le régulateur classique n'est pas en mesure d'assurer de bonnes performances. Pour cette raison, le chapitre suivant sera consacré à l'application de la commande par mode de glissement sur les convertisseurs Buck et Boost entrelacés.

Chapitre III

Commande par mode glissant des convertisseurs buck et boost à deux bras entrelacés

III.1 Introduction

En générale, les techniques de commande sont appliquées pour forcer les systèmes de répondre selon des comportements désirés, résoudre le problème des perturbations et les variations paramétriques. Parmi les techniques de commande les plus robustes, on trouve la commande par mode de glissement (en anglais : Sliding mode Control). Cette dernière a été inventée pour la première fois en Union Soviétique par Emelynov [33] en 1950. Par la suite, des travaux de recherche ont été proposés soit pour compléter l'étude théorique de cette technique, ou soit pour l'appliquer dans différentes applications telle que le contrôle des machines électriques, les convertisseurs de puissances, et la robotique.

Dans ce chapitre, nous allons étudier et appliquer cette technique de commande sur les convertisseurs boost et buck entrelacés. En premier temps nous rappellerons les principes de cette technique. Ensuite, nous décrivons les différentes étapes de la synthèse de loi commande. Enfin, nous allons utiliser cette technique pour contrôler les convertisseurs boost et un convertisseur buck entrelacés.

III.2 Principe de la commande par mode de glissement

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [34]:

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit ;
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue ;
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

La dynamique de la commande par mode glissant est divisée en trois parties comme le représente la figure (III.1):

- Le mode non glissant ou mode d'accès, ou encore mode de convergence: c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x, \dot{x}) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence;
- Le mode glissant: c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement;
- Le mode du régime permanent: ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par les performances de la commande.

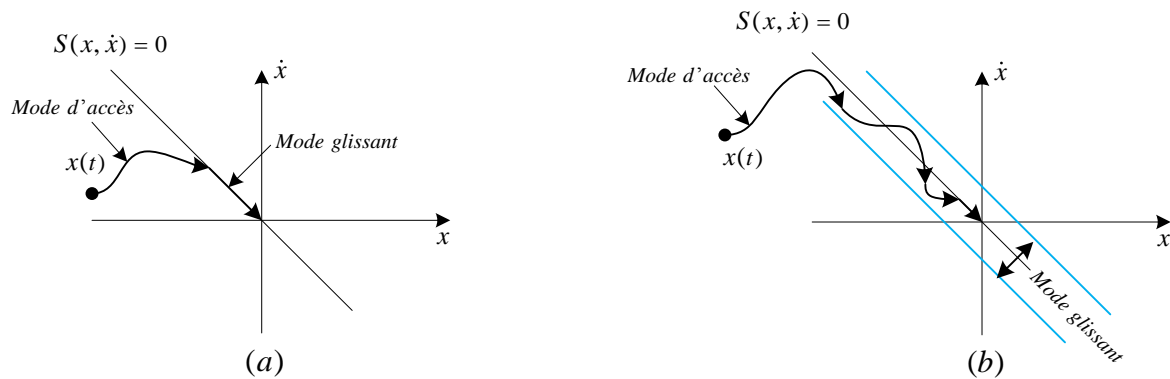


Figure (III.1): Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase, (a) Glissement idéal, (b) Glissement réel

III.3 Conception de la commande par mode glissant

La synthèse de la commande par mode glissant s'effectue généralement selon trois étapes très dépendantes l'une de l'autre [35] :

- Choix de la surface de glissement;
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence;
- Détermination de la loi de commande.

III.3.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Stolone [36] a proposé une forme générale qui consiste à définir une fonction scalaire des surfaces de glissement dans le plan de phase dans le but d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x^* . Cette fonction est donnée comme suit:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + k_s \right)^{r-1} e(x) \quad (III.1)$$

avec : $e(x) = x^* - x$: représente l'écart entre la variable x à régler et sa référence x^* ;

k_s : est une constante positive;

r : est l'ordre du système.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface $S(x)$ à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)$. Pour un choix convenable des gains du régulateur, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [36].

III.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et de rester indépendamment de la perturbation [37]. On présente deux types de conditions qui sont :

III.3.2.1 Condition d'attractivité

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par Utkin [38]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique de convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.2})$$

III.3.2.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire strictement positive) pour les variables d'état du système et ensuite on formule la loi de commande qui fera décroître cette fonction. La fonction de Lyapunov est définie par:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.3})$$

Pour décroître la fonction du Lyapunov, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative ; $\dot{V}(x) < 0$. Par conséquent, le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement diminue tout le temps ce qui va contraindre la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière [36].

III.3.3 Détermination de la loi de commande

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement doit être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. En présence d'une perturbation, la commande discontinue a pour but de vérifier les conditions d'attractivité. La structure du contrôleur par mode glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}), et l'autre stabilisante (u_n) ; elle est donnée par:

$$u = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (\text{III.4})$$

La commande équivalente proposée par Utkin [38], sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement, $S(x) = 0$. La commande discontinue (u_n) sert à retirer cette variable vers sa référence dans le cas où elle n'est pas sur la surface de glissement à cause des perturbations ou de changement des paramètres du système. Elle est alors déterminée pour vérifier la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$.

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par :

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u(t) \quad (\text{III.5})$$

Le dérivé de la surface de glissement par rapport aux états du système donne :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x,t) + g(x,t)u(t)] \quad (\text{III.6})$$

En remplaçant (III.4) dans (III.6), on trouve:

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)u_n(t) \quad (\text{III.7})$$

III.3.3.1 Détermination de la commande équivalente

Durant le mode de glissement (après la convergence de la commande vers la surface de glissement), la surface S , sa dérivée \dot{S} et la partie discontinue de la commande u_n sont toutes nulles. En remplaçant cette condition ($S(t) = \dot{S}(t) = u_n(t) = 0$) dans l'équation (III.7), on peut déduire l'expression de la commande équivalente comme suit :

$$u_{eq}(t) = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right], \quad \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right] \neq 0 \quad (III.8)$$

III.3.3.2 Détermination de la commande discontinue

Durant le mode de convergence, en remplaçant l'expression de la commande équivalente trouvée précédemment par (III.8), dans l'équation (III.7) on obtient :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) u_n(t) \quad (III.9)$$

En remplaçant l'équation (III.9) dans la formule de la condition d'attractivité exprimée par (III.2), on trouve :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) u_n(t) < 0 \quad (III.10)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de $u_n(t)$ doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$

La fonction la plus simple qui peut être utilisée pour accomplir cette condition est définie par:

$$u_n(t) = \lambda \text{sign}(S(x)) \quad (III.11)$$

Où, λ est le gain de la commande discontinue; le signe de λ est choisi opposé au signe de la grandeur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$; $\text{sign}(\cdot)$ est une fonction mathématique permettant de déterminer le signe de la surface $S(x)$.

III.4 Synthèse de la commande par mode glissant des convertisseurs boost et buck entrelacés à deux bras

Après avoir présenté l'essentielle de la théorie de la commande par mode glissant, dans les sections suivantes nous allons appliquer cette technique pour contrôler les convertisseurs boost et buck entrelacés à deux bras.

III.4.1 Synthèse de la commande par mode glissant d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras

Le schéma global de la commande par mode glissant du convertisseur boost entrelacé est représenté par la figure (III.2). On reprend le modèle gouvernant la dynamique de la tension de sortie et les deux courants des bras du convertisseur boost entrelacé donné par:

$$\begin{cases} \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_L}{C_{boost}} - \frac{i_s}{C_{boost}} \\ \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_e - \bar{u}_1 V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_e - \bar{u}_2 V_s}{L_2} \end{cases} \quad (III.12)$$

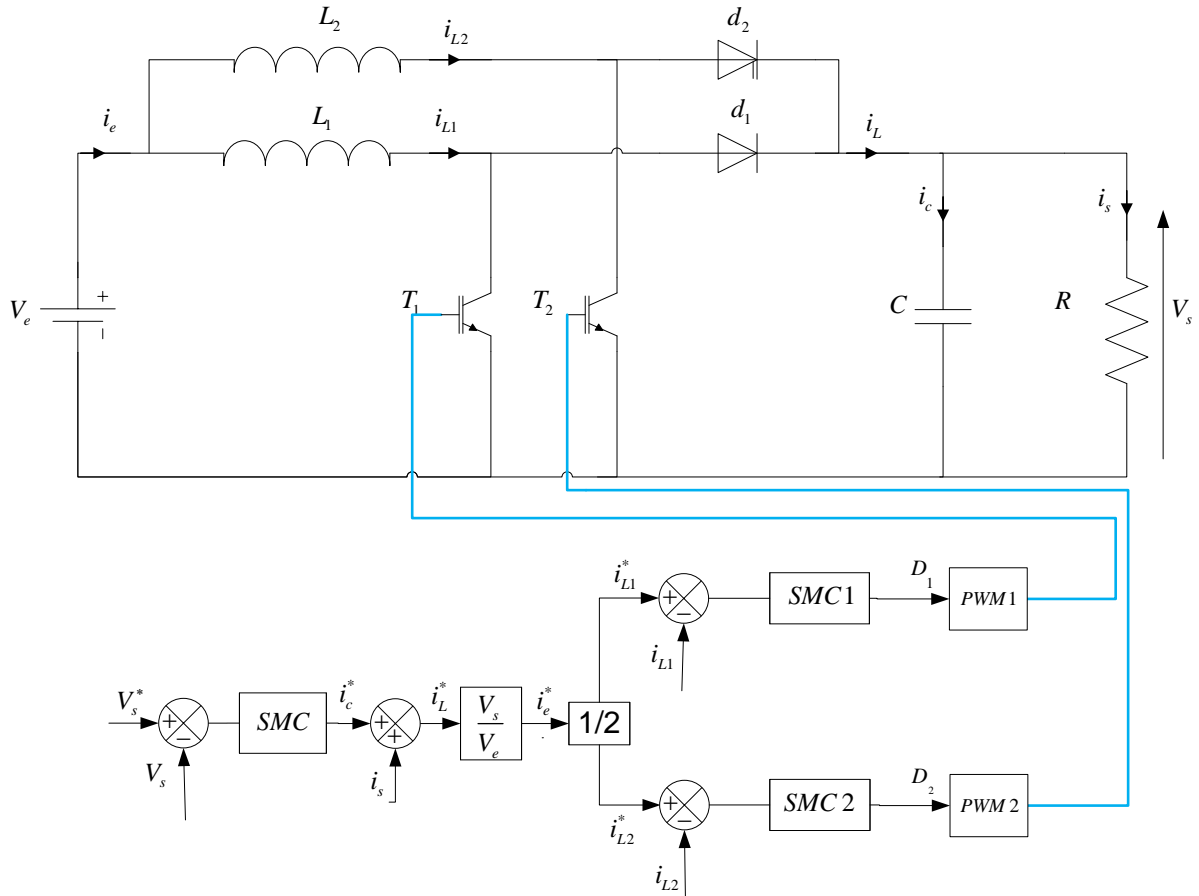


Figure (III.2): Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras

III.4.1.1 Synthèse du régulateur par mode glissant de la tension SMC

La première équation du système (III.12) est utilisée pour réguler la tension de la sortie où le courant d'entrée i_L^* est choisi comme grandeur de commande. On réécrivant cette équation sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{V} = AV + Bu - E \quad (III.13)$$

$$\text{Avec } V = V_s ; A = 0 ; B = \frac{1}{C_{boost}} ; u = i_L ; E = -\frac{i_s}{C_{boost}}$$

La surface de glissement avec action intégrale est choisie comme suit:

$$S_t = k_{t1}e_t + k_{t2} \int e_t dt \quad (III.14)$$

Où k_{t1} et k_{t2} sont les coefficients de la surface de glissement et e_t est l'erreur de tension de sortie définie comme suit:

$$e_t = V_s^* - V_s \quad (III.15)$$

En remplaçant l'équation (III.15) dans (III.14) on obtient :

$$S_t = k_{t1} (V_s^* - V_s) + k_{t2} \int (V_s^* - V_s) dt \quad (III.16)$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par:

$$\dot{S}_t = -k_{t1} \frac{dV_s}{dt} + k_{t2} (V_s^* - V_s) = -k_{t1} \frac{i_c}{C_{boost}} + k_{t2} (V_s^* - V_s) \quad (III.17)$$

L'équation (III.17) est obtenue en considérant que la référence de la tension de sortie est constante

Sachant que $\dot{S}_t = -\lambda_t \text{sign}(S_t)$ il vient

$$\dot{S}_t = -k_{t1} \frac{i_c}{C_{boost}} + k_{t2} (V_s^* - V_s) = -\lambda_t \text{sign}(S_t) \quad (III.18)$$

Avec $i_c = i_c^*$, l'expression du courant i_c^* est donnée par :

$$i_c^* = \frac{C_{boost}}{k_{t1}} \left[\lambda_t \text{sign}(S_t) + k_{t2} (V_s^* - V_s) \right] \quad (III.19)$$

A partir de l'équation (III.19), l'expression de la commande i_L^* est donnée comme suit :

$$i_L^* = \frac{C_{boost}}{k_{t1}} \left[\lambda_t \text{sign}(S_t) + k_{t2} (V_s^* - V_s) \right] + i_s^* \quad (III.20)$$

III.4.1.2 Synthèse des régulateurs par mode glissant des courants des bras

La surface de glissement S est donnée par:

$$S_{i(1,2)} = k_{i1} e_{i(1,2)} + k_{i2} \int e_{i(1,2)} dt \quad (III.21)$$

Avec k_{i1} et k_{i2} sont des coefficients de la surface glissement et $e_{i(1,2)}$ est l'erreur du courant $i_{L(1,2)}$ définie comme suit:

$$e_{(1,2)} = i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)} \quad (III.22)$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par:

$$\dot{S}_{i(1,2)} = k_{i1} \left(\frac{d(i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)})}{dt} \right) + k_{i2} (i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)}) \quad (III.23)$$

En remplaçant la deuxième équation de (III.12) dans équation (III.23) on obtient :

$$\dot{S}_{i(1,2)} = k_{i1} \frac{di_{L(1,2)}^*}{dt} - \frac{k_{i1}}{L} (V_e - \bar{u}_{(1,2)} V_s) + k_{i2} (i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)}) = -\lambda_t \text{sign}(S_{i(1,2)}) \quad (III.24)$$

A partir de l'équation (III.24), l'expression des commandes $\bar{u}_{(1,2)}$ est donnée comme suit :

$$u_{(1,2)} = 1 + \frac{L_{(1,2)}}{k_{i1} V_s} \left[\lambda_t \text{sign}(S_{i(1,2)}) + k_{i2} (i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)}) + k_{i1} \frac{di_{L(1,2)}^*}{dt} \right] - \frac{V_e}{V_s} \quad (III.25)$$

Où $u_{i(1,2)} = 1 - \bar{u}_{i(1,2)}$

I.6.4.2 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons analyser les performances du système représenté dans la figure. (III.2) en utilisant les paramètres du système résumés dans le tableau (III.1). Afin de montrer les performances apportées par les régulateurs par mode glissant, nous avons procédé à une variation de la charge, une variation de la tension de référence ainsi qu'une variation de la tension d'entrée selon le scénario suivant :

- durant l'intervalle 0 à 0.2s, la tension de référence est fixée à $V_s^* = 200V$;

- à l'instant $t=0.05s$ une deuxième charge similaire à celle du système est connectée en parallèle ;
- à l'instant $t=0.1s$, la tension d'entrée est changée de 100V à 120V ;
- à l'instant $t=0.2s$, la tension de référence est changée de 200V à 300V puis de 300V à 200V à l'instant $t=0.3s$.

Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans la figure (III.3).

Tableau (III.1) : Paramètres de simulation du système représenté sur la figure (III.1)

Paramètres du convertisseur boost entrelacé à deux bras	$f_s = 50kHz$, $C = 180 \mu F$ $L_1 = L_2 = 0.8mH$, $R_L = 0.2\Omega$, $V_e = 100V$
Paramètres du régulateur SMC de la tension de sortie du convertisseur	$k_{t1} = 0.003$, $k_{t2} = 5$, $\lambda_t = 20$
Paramètre des régulateurs SMC des courants d'inductances	$k_{i1} = 0.001$, $k_{i2} = 0.001$, $\lambda_i = 100$
Paramètres de la charge	$R = 50\Omega$, $R_{ad} = 50\Omega$

D'après la figure (III.3)(a), on constate que la tension de sortie du convertisseur suit parfaitement sa référence avec un faible temps de réponse et sans dépassement même lors de la variation de la charge à l'instant 0.05s, la variation de tension d'entrée à l'instant 0.1s et les variations de la tension de référence aux instants 0.2s et 0.3s. Ce résultat montre l'efficacité du régulateur par mode glissant adopté.

La figure (III.3)(b) montre l'évolution des courants des bras du convertisseur, on peut bien constater que les bras du convertisseur partagent équitablement le courant d'entrée et suivent avec précision leur courant de référence avant et après toute variation. Ce résultat confirme encore la robustesse du régulateur par mode glissant utilisé.

La figure (III.3)(c) montre l'évolution du courant d'entrée du convertisseur, il est clair que ce dernier présente une faible ondulation par rapport à celle des courants des bras.

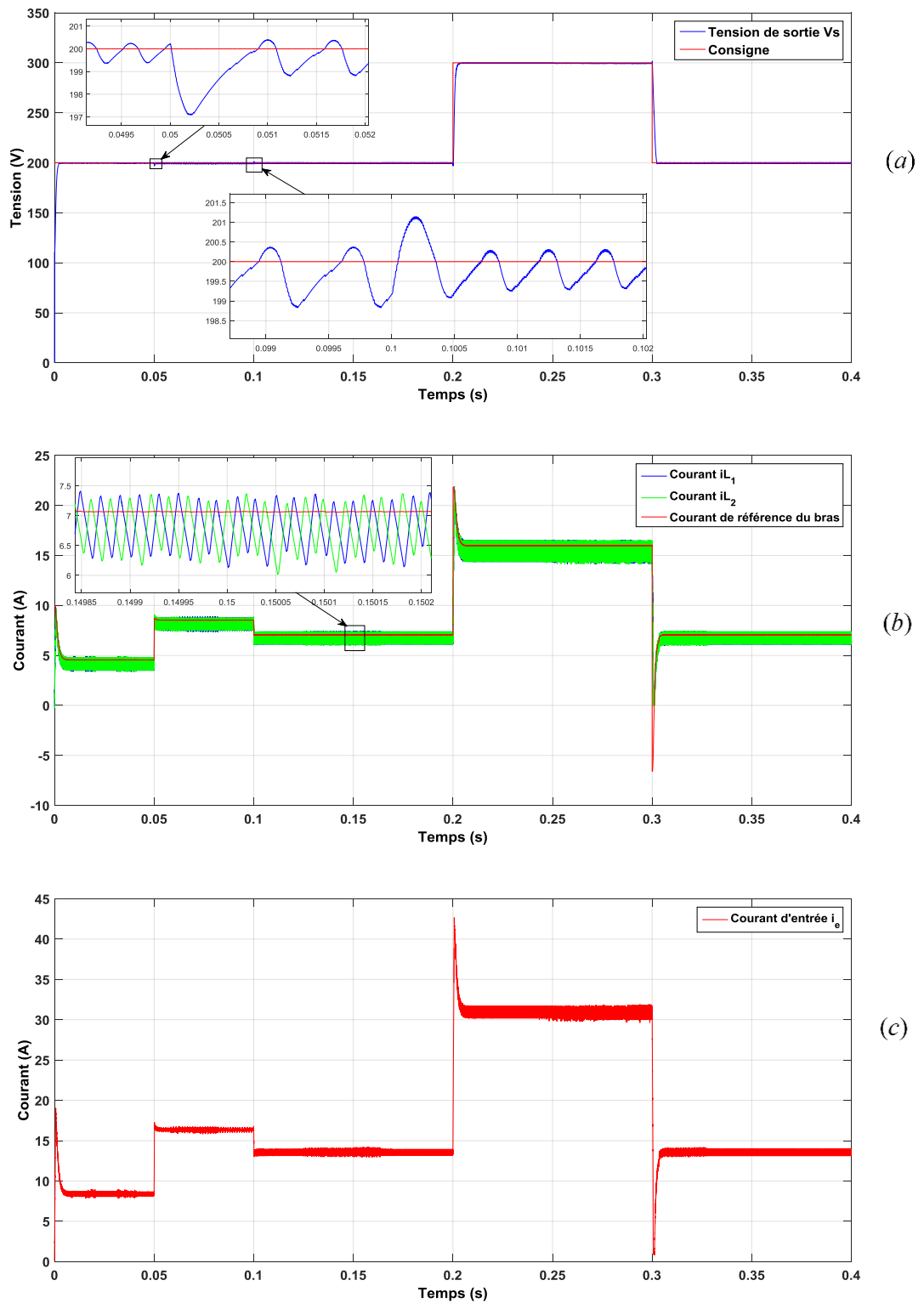


Figure (III.3) : Performance du convertisseur boost entrelacé contrôlé par SMC sous une variation de la charge suivie par un changement de la tension de référence et une variation de la tension d'entrée: (a) Tension de sortie V_s et sa référence V_s^* , (b) Courants des bras $i_{L1,2}$ et leur références $i_e^*/2$ avec variation de la charge et de la tension de sortie, (c) Courant d'entrée du convertisseur i_e

III.4.3 Synthèse de la commande par mode glissant d'un convertisseur buck entrelacé à deux bras

Le schéma global de la commande par mode glissant du convertisseur buck entrelacé est représenté par la figure (III.4). Le modèle instantané de la tension de sortie et les deux courants des bras du convertisseur buck entrelacé est donnée par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_L}{C_{Buck}} - \frac{i_s}{C_{Buck}} \\ \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{u_1 V_e - V_s}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{u_2 V_e - V_s}{L_2} \end{array} \right. \quad (III.26)$$

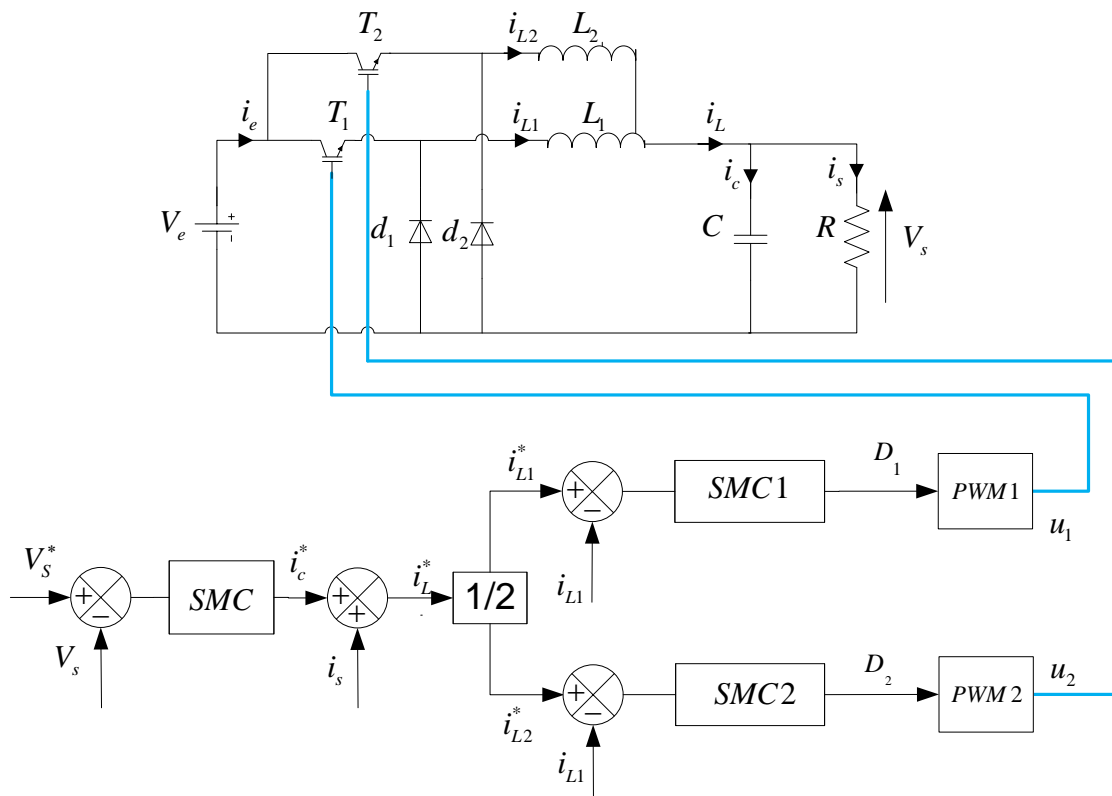


Figure (III.4): Schéma global de la commande du convertisseur buck entrelacé à deux bras

III.4.3.1 Synthèse du régulateur par mode glissant de la tension

La première équation du système (III.26) est utilisée pour réguler la tension de la sortie ou le courant d'entrée i_L^* est choisi comme grandeur de commande. On réécrivant cette équation sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{V} = AV + Bu - E \quad (III.27)$$

$$\text{Avec : } V = V_s ; A = 0 ; B = \frac{1}{C_{buck}} ; u = i_L ; E = -\frac{i_s}{C_{buck}}$$

La surface de glissement intégral est choisie comme suit:

$$S_t = k_{t1} e_t + k_{t2} \int e_t dt \quad (III.28)$$

Où k_{t1} et k_{t2} sont les coefficients de la surface de glissement et e_t est l'erreur de la tension de sortie définie comme suit:

$$e_t = V_s^* - V_s \quad (III.29)$$

En remplaçant l'équation (III.29) dans (III.28), on obtient :

$$S_t = k_{t1}(V_s^* - V_s) + k_{t2} \int (V_s^* - V_s) dt \quad (III.30)$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par:

$$\dot{S}_t = -k_{t1} \frac{dV_s}{dt} + k_{t2}(V_s^* - V_s) = -k_{t1} \frac{i_c}{C_{buck}} + k_{t2}(V_s^* - V_s) \quad (III.31)$$

Sachant que $\dot{S}_t = -\lambda_t \text{sign}(S_t)$, il vient :

$$\dot{S}_t = -k_{t1} \frac{i_c}{C_{buck}} + k_{t2}(V_s^* - V_s) = -\lambda_t \text{sign}(S_t) \quad (III.32)$$

avec $i_c = i_c^*$, l'expression du courant i_c^* est donnée par :

$$i_c^* = \frac{C_{buck}}{k_{t1}} \left[\lambda_t \text{sign}(S_t) + k_{t2}(V_s^* - V_s) \right] \quad (III.33)$$

A partir de l'équation (III.33) l'expression de la commande i_L^* est donnée comme suit :

$$i_L^* = \frac{C_{buck}}{k_{t1}} \left[\lambda_t \text{sign}(S_t) + k_{t2}(V_s^* - V_s) \right] + i_s^* \quad (III.34)$$

III.4.3.2 Synthèse des régulateurs par mode glissant des courants des bras

Les surfaces de glissement S_i sont données par:

$$S_{i(1,2)} = k_{i1} e_{i(1,2)} + k_{i2} \int e_{i(1,2)} dt \quad (III.35)$$

Avec k_{i1} et k_{i2} sont des coefficients de chaque surface de glissement et $e_{i(1,2)}$ sont les erreurs des courants $i_{L(1,2)}$ définies comme suit:

$$e_{i(1,2)} = i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)} \quad (III.36)$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par:

$$\dot{S}_{i(1,2)} = k_{i1} \left(\frac{d(i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)})}{dt} \right) + k_{i2} (i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)}) \quad (III.37)$$

En remplaçant la deuxième équation de (III.26) dans l'équation (III.37) on obtient :

$$\dot{S}_{i(1,2)} = k_{i1} \frac{di_{L(1,2)}^*}{dt} - \frac{k_{i1}}{L} (u_{(1,2)} V_e - V_s) + k_{i2} (i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)}) = -\lambda_i \text{sign}(S_{i(1,2)}) \quad (III.38)$$

A partir de l'équation (III.38), l'expression des commandes $u_{(1,2)}$ est donnée comme suit :

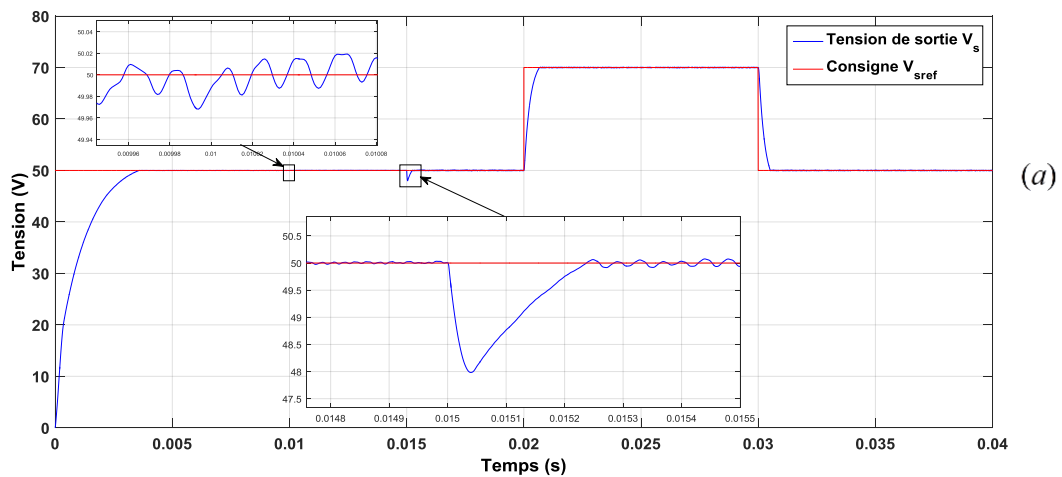
$$u_{(1,2)} = \frac{L}{k_{i1} V_e} \left[\lambda_i \text{sign}(S_{i(1,2)}) + k_{i2} (i_{L(1,2)}^* - i_{L(1,2)}) + k_{i1} \frac{di_{L(1,2)}^*}{dt} \right] + \frac{V_s}{V_e} \quad (III.39)$$

I.4.3.3 Résultats de simulation

Le système représenté dans la figure (III.5) est simulé en utilisant les paramètres résumés dans le tableau (III.2). Afin de vérifier l'efficacité de la structure de commande développée pour le convertisseur, nous avons évalué les performances du système avec une variation de la tension d'entrée à l'instant $t=0.01s$ de 100V à 120V et variation de la charge à l'instant $t=0.015s$ et une variation de la tension référence à l'instant 0,02s puis à 0.03s. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure (III.5)

Tableau (III.2) : Paramètres de simulation du système représenté dans la figure (III.5)

Paramètres du convertisseur boost entrelacé à deux bras	$f_s = 50kHz$, $C_{buck} = 10\mu F$ $L_1 = L_2 = 8.9mH$, $V_e = 100V$
Paramètres du régulateur de la tension de sortie du convertisseur	$k_1 = 0.005$, $k_2 = 20$, $\lambda = 50$
Paramètres des régulateurs des courants d'inductances	$k_1 = 0.1$, $k_2 = 50$, $\lambda = 50$
Paramètres de la charge	$R_{ch} = 50\Omega$, $R_{ad} = 50\Omega$



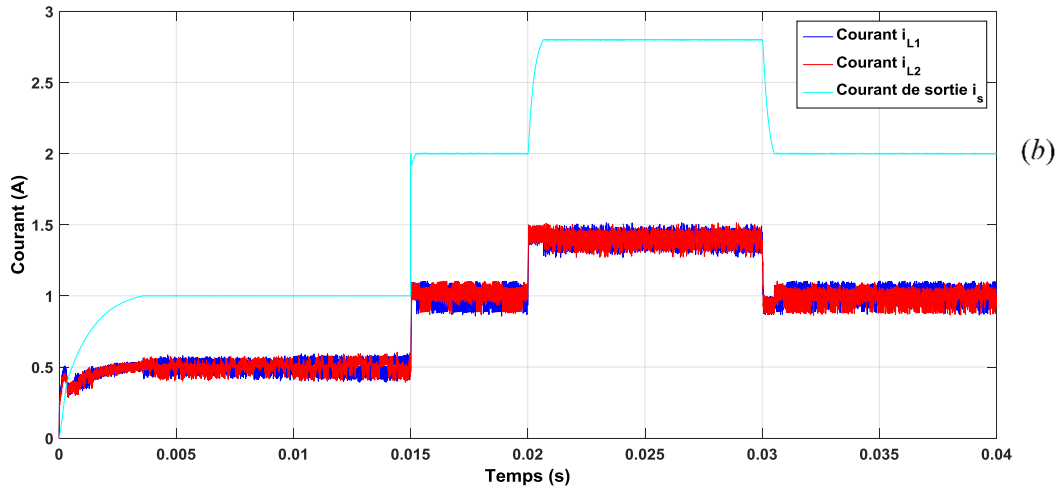


Figure (III.5) : Performances du convertisseur buck entrelacé contrôlé par SMC sous une variation de la charge suivie par un changement de la tension de référence et une variation de la tension d'entrée: (a) Tension de sortie V_s et sa référence V_s^* , (b) Courants des bras $i_{L1,2}$ et leur référence $i_L^*/2$

D'après la figure (III.5)(a) on constate que la tension de sortie du convertisseur buck suit bien sa consigne avec une erreur statique quasiment nulle. De plus, le système présente une excellente dynamique en termes du temps de réponse et de dépassements. Ce résultat montre l'efficacité de la régulation par mode glissant de la tension de sortie.

La figure (III.5)(b) montre que les régulateurs des courants des bras assurent une répartition équitable du courant de la charge. Ceci se traduit par une poursuite remarquable du courant de référence.

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé des structures de commande à base de régulateurs par mode glissant pour contrôler les convertisseurs buck et boost à deux bras entrelacés. En premier temps, nous avons présenté une brève théorie sur la commande par mode glissant, en passant par le choix de la surface de glissement, et le calcul de la loi de commande. Ensuite, deux structures de commande à base de cette technique ont été proposées pour contrôler les convertisseurs buck et boost à deux bras entrelacés.

La commande proposée permet à la fois de faire forcer les deux convertisseurs pour délivrer la tension désirée aux bornes de la charge et d'assurer en plus l'équilibrage des courants des bras. Les résultats obtenus montrent que ces structures de commandes sont plus performantes que celles à base de régulateurs PI en termes du temps de réponse et les dépassements mais elles ne le surpassent pas du point de vue de réduction des ondulations des courants d'entrée et /ou de sortie des convertisseurs.

Donc le choix correct entre les deux structures de commande dépend du type d'application. En effet, si l'application exige un temps de réponse rapide et n'accepte pas les dépassements, il sera mieux d'adopter la structure à base de régulateurs par mode glissant. En revanche, si le régime transitoire et les dépassements ne provoquent pas des grands problèmes, il sera mieux d'utiliser plutôt des régulateurs PI.

Chapitre IV

Co-simulation des commandes linéaire et par mode glissant des convertisseurs Buck et Boost entrelacés

I.1. Introduction

L'exploitation des outils de prototypage de contrôle rapides ne permettant pas seulement d'économiser le temps, mais également l'argent et les efforts de la conception de contrôles [1]. La co-simulation (ou *processor-in-the-loop* anglais) est l'un de ces outils la plus utilisée notamment dans le domaine de l'électronique de puissance.

Contrairement à la simulation qui consiste à implémenter la structure physique du système et son algorithme de contrôle dans un logiciel installé sur un ordinateur; la co-simulation consiste à implémenter l'algorithme de contrôle dans une carte de développement et configurer une interface de communication pour recevoir et transmettre les données de et vers le logiciel de simulation [2].

Dans ce chapitre, nous allons réaliser une co-simulation de la commande linéaire et par mode glissant des convertisseurs buck et boost entrelacés. En premier temps nous allons présenter la carte de développement STM32F4. Dans un second temps, les différentes étapes de la réalisation d'une co-simulation seront présentées en détail. Enfin, les résultats de la co-simulation de la commande linéaire et par mode glissant des convertisseurs buck et boost entrelacés seront présentés et commentés.

I.2 Description de la carte STM32F4

La carte STM32F4 de la société STMicroelectronics, figure (IV.1), développée autour du microcontrôleur ARM Cortex-M4 dispose d'une unité de calcul en virgule flottante avec fréquence de fonctionnement de 168 MHz, 1 Mo de mémoire flash, ainsi que 192 kbytes de mémoire RAM [3]. La carte est équipée de:

- 03 convertisseurs A/N parallèles chacun de 12 bits de résolution;
- 02 convertisseurs numériques analogiques (N/A) de 08/16 bits de résolution;
- Bus d'entrée/sortie (E/S) numériques de 100 bits, chacun peut être configuré comme une entrée ou une sortie ;
- 04 USARTs et 02 UARTs.



Figure (IV.1) : Carte de développement STM32F4 de la société STMicroelectronics

I.3 Configuration de la Carte STM32F4 avec le logiciel MATLAB

La carte STM32F peut être configurée avec le logiciel Matlab via l'installation des logiciels suivants:

- **Toolbox Waijung Blocks** : contient les différents blocs permettant d'exploiter les différentes fonctions de la carte STM32F4 telle que blocs PWM, blocs des convertisseurs analogiques/numériques, blocs des convertisseurs numériques/analogiques, blocs de communication série, etc.
- **Logiciels Keil (MDK) V5 et STM32 ST-LINK Utility** permet de compiler le fichier Simulink du Matlab en un code exécutable par la Carte STM32F4.

I.4 Co-simulation avec la carte STM32F4

Dans cette section, nous présentons en détaille les étapes permettant de réaliser une Co-simulation avec le l'environnement Simulink du Matlab et la carte STM32F4.

- Étape 1 : Simulation du système dans l'environnement Simulink

Dans cette étape, nous développons le circuit de puissance et l'algorithme de commande en utilisant l'environnement Simulink. A noter que l'algorithme de commande doit être développé par Embedded m-file.

Dans notre travail, en considérant le système représenté dans la figure (IV.2), le convertisseur boost entrelacé représente le circuit de puissance et la structure de commande à base du régulateur par mode glissant représente l'algorithme de la commande à implémenter dans la carte STM32F4. Il est très important de noter que les résultats de simulation doivent être vérifiés avant de passer à l'étape suivante.

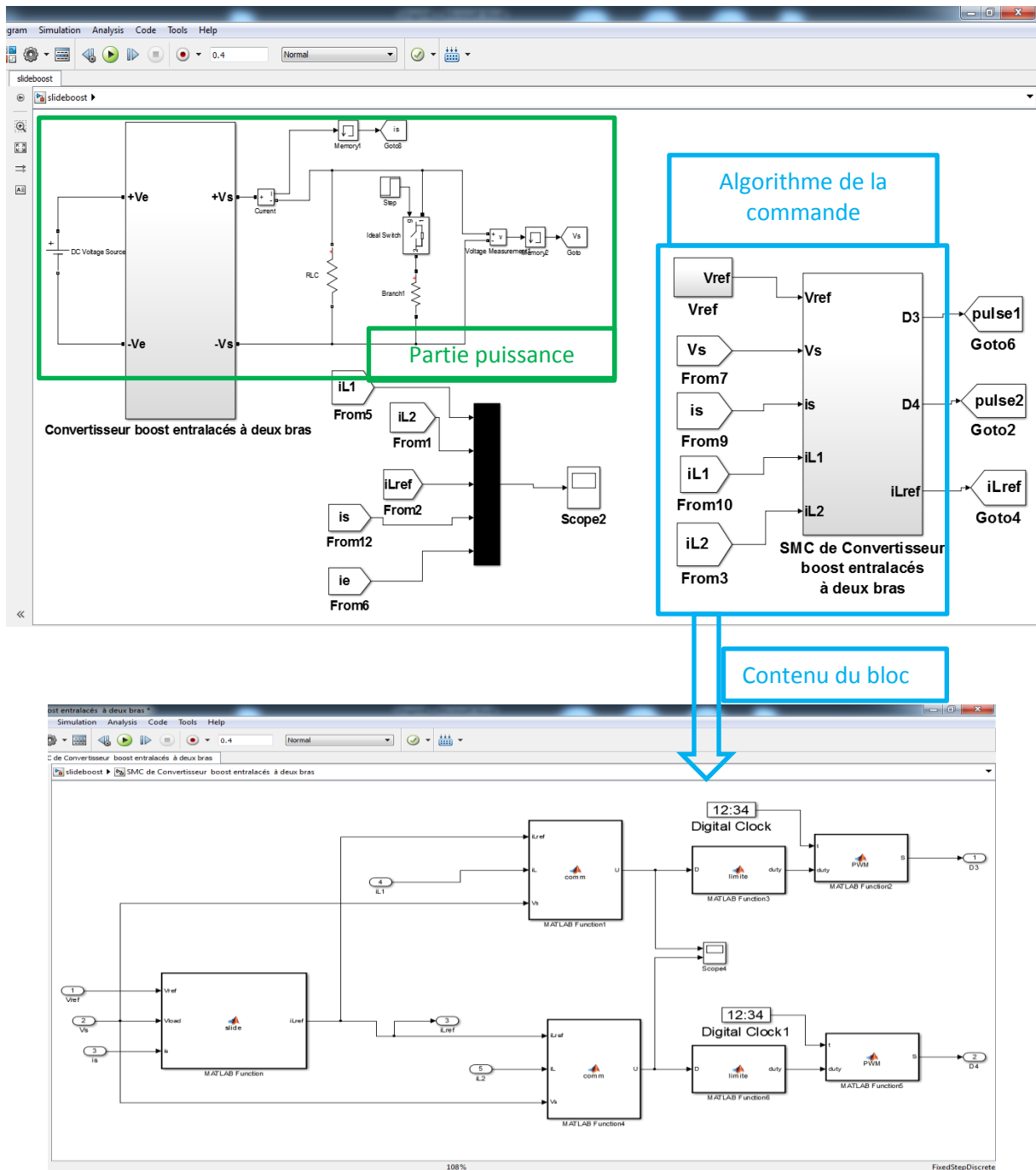


Figure (VI.2) : Fichier Simulink contenant le circuit de puissance (convertisseur boost entrelacé à deux bras) et l’algorithme de la commande

Etape 2 : Chargement de l’algorithme de la commande dans la carte STM32F4

Tous d’abord nous créons un nouveau fichier qui contient seulement l’algorithme de la commande. Ensuite, nous ajoutons le bloc ‘Target setup’ qui permet d’identifier la carte de développement à utiliser (comme STM32F4 dans notre cas). Après nous configurons l’une des deux UART de la carte STM32F4 en utilisant les blocs ‘UART setup’, ‘UART Rx’ et ‘UART Tx’ se trouvant dans le toolbox Waijung.

Le bloc ‘UART setup’, figure (VI.3), permet de spécifier la vitesse de transmission (Baud rate), le module UART et les pins de transmission et de réception (Tx Pin e Rx Pin) à utiliser.

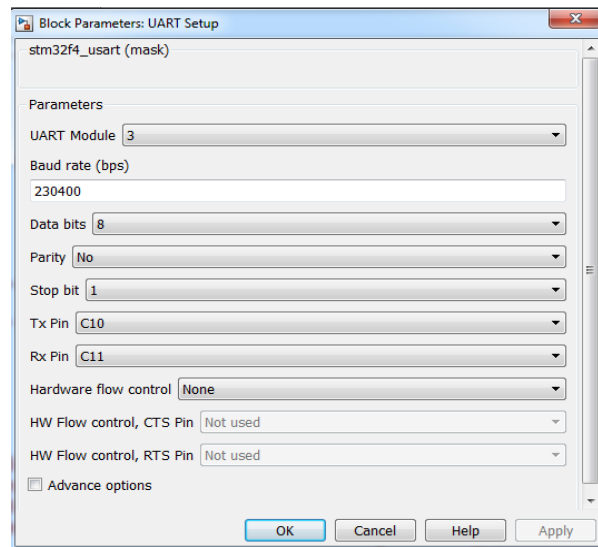


Figure (VI.3) : Bloc de configuration du bloc *UART steup*

Les blocs UART Rx et UART Tx permettent de spécifier respectivement le nombre et le type des grandeurs à recevoir et à transmettre par la carte STM32F4 (Number of data port) ainsi que la période d'échantillonnage (Sample time). La figure (VI.4) montre les fenêtres permettant la configuration de ces blocs.

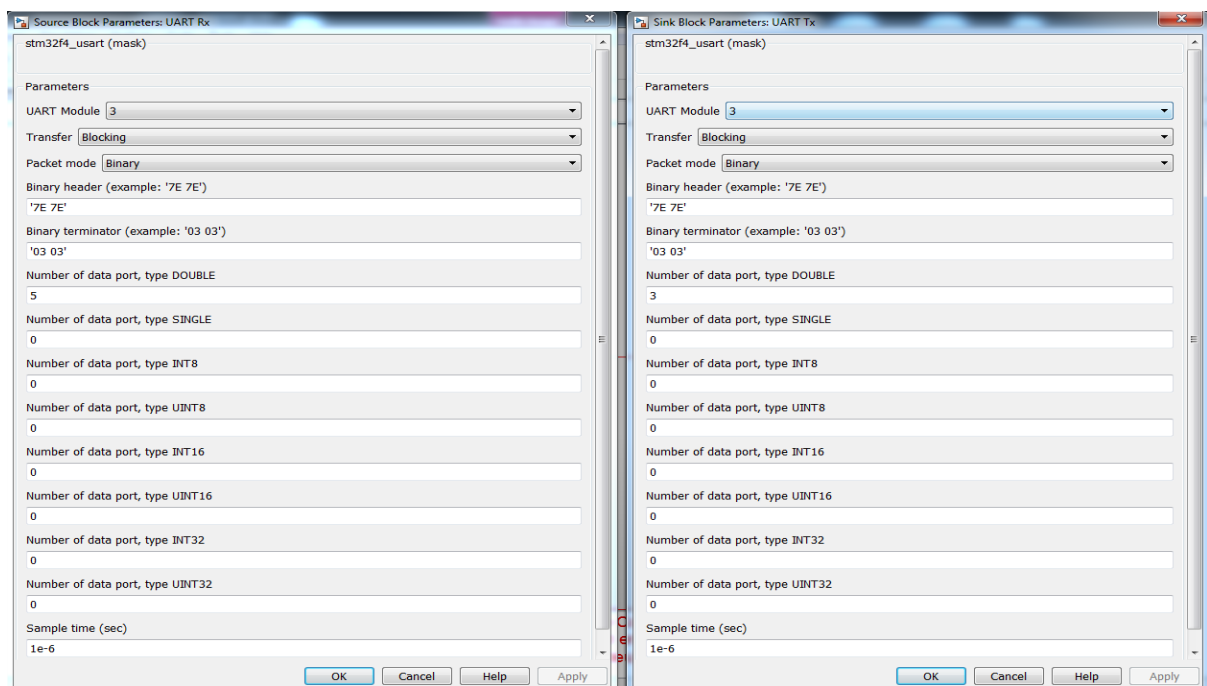


Figure VI.4 Blocs des configurations des blocs *UART Rx* et *UART Tx*

La figure (VI.5) illustre la manière de connecter ces blocs avec l'algorithme de la commande. Comme illustre la figure, le bloc *UART Tx* est utilisé pour envoyer via l'adaptateur FTDI 232, le courant de référence ' i_{Lref} ' et les deux rapports cycliques ' $D1$ ' et ' $D2$ '. Tandis que le bloc *UART Rx*' est utilisé pour recevoir les grandeurs V_{sref} , V_s , i_s , I_{L1} et i_{L2} .

A noter qu'il très recommandé de connecter la carte STM32F avec l'ordinateur pour profiter de certaines configurations par défaut.

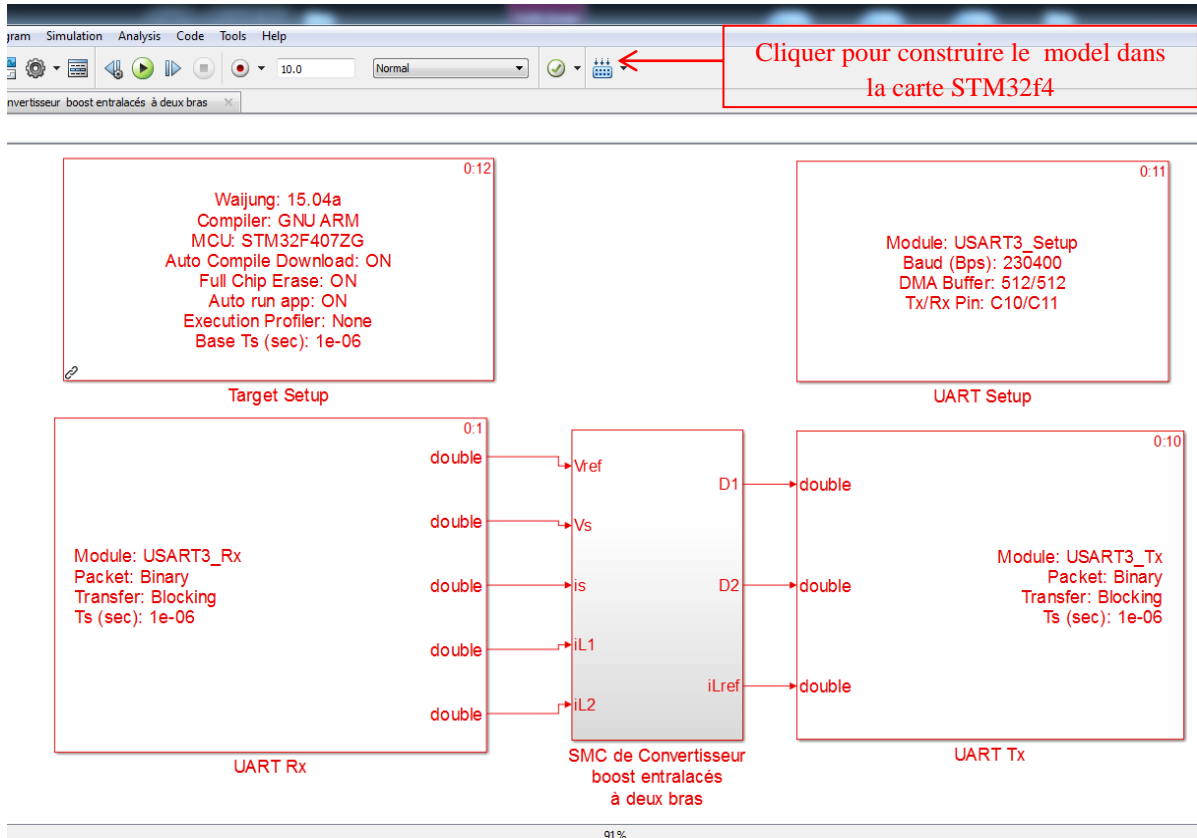


Figure (VI.5) : Configuration du fichier contenant l’algorithme de la commande à implémenter dans la carte STM32F4

Enfin pour exécuter et charger l’algorithme de la commande dans la carte STM32F4, il suffit de cliquer sur le bouton Build dans le fichier Simulink. Une fenêtre sera ensuite affichée pour visualiser les différentes étapes de compilation et de chargement de l’algorithme, comme le montre la figure (IV.6).

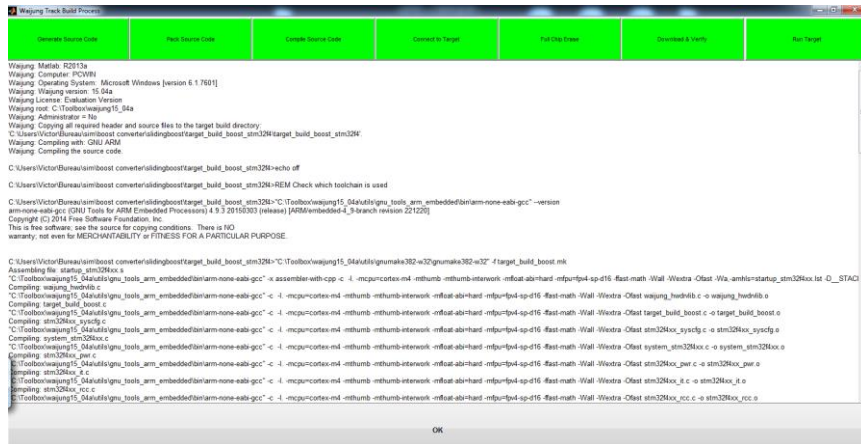


Figure (VI.6) : Fenêtres de compilations et de chargement de l’algorithme de la commande dans la carte STM32F4

Etape 3 : Configuration de l’ordinateur pour communiquer avec la carte STM32F4 via un adaptateur USB /UART (communication série ordinateur - adaptateur USB /UART)

Dans cette étape nous configurons l’ordinateur pour communiquer avec un adaptateur USB /UART (par exemple le FTDI 232). Premièrement, nous créons un nouveau fichier qui

contient seulement **la partie puissance**. Ensuite, nous ajoutons les blocs ‘*Host Serial Setup1*’, ‘*Host Serial Tx*’ et ‘*Host Serial Rx*’, comme le montre la figure (IV.7). La configuration de ces blocs (porte de transmission, vitesse de transmission, ...) est très similaire à celle des blocs *UART setup*, ‘*UART Rx*’ et ‘*UART Tx*’ donné précédemment dans l’étape 2.

Comme il est illustré dans la figure (IV.7), le bloc *Host Serial Tx* est utilisé pour envoyer à la carte STM32F4 via l’adaptateur FTDI 232, les grandeurs ‘ V_{sref} ’, ‘ V_s ’, ‘ i_s ’, ‘ I_{L1} ’ et ‘ i_{L2} ’ nécessaires pour le calcul de la loi de commande. Tandis que le bloc *Host Serial Rx* est utilisé pour recevoir via l’adaptateur FTDI 232 le courant de référence ‘ i_{Lref} ’ et les signaux de commande ‘ D_1 ’ et ‘ D_2 ’ provenant de la carte STM32F4.

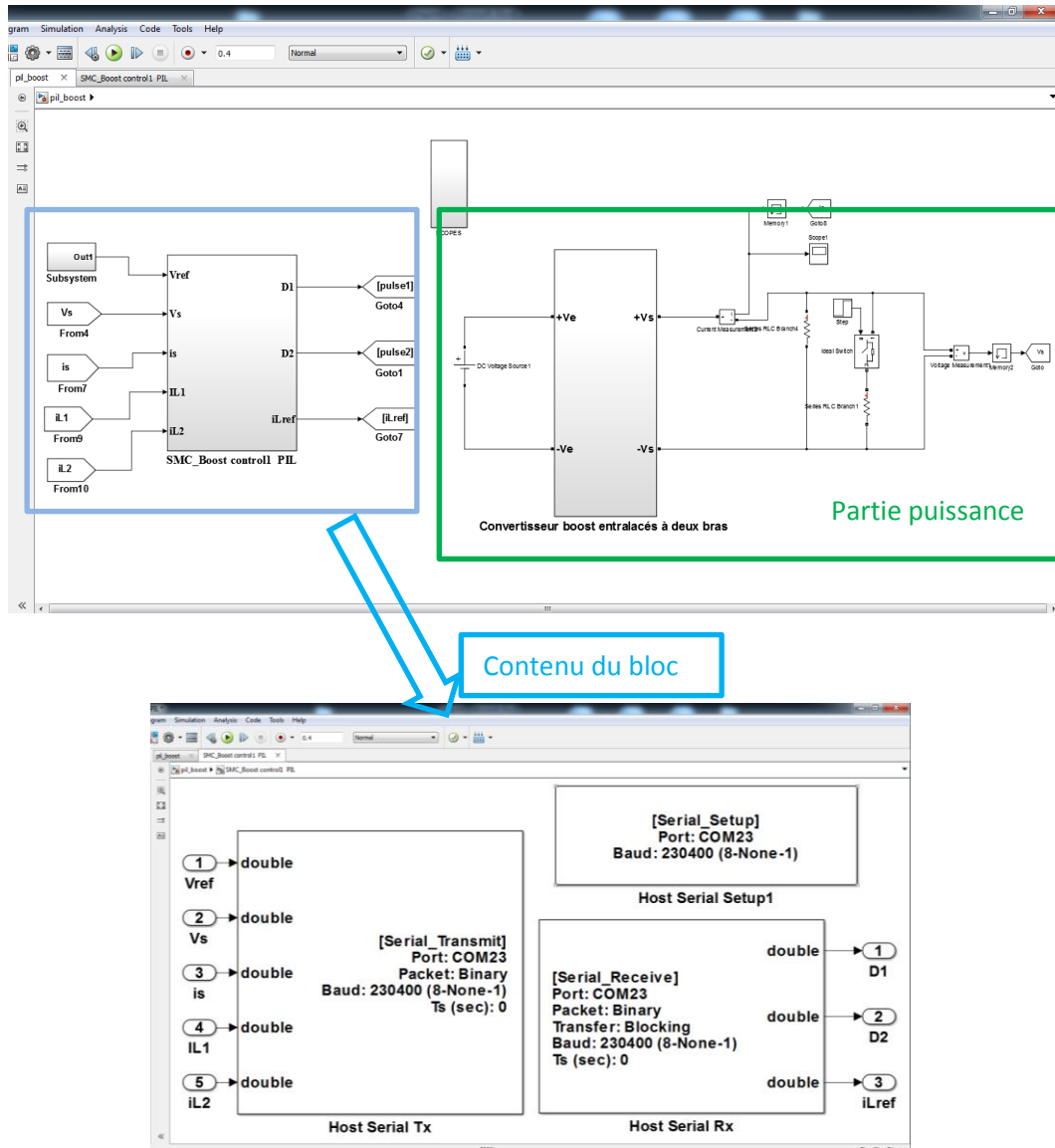


Figure (VI.7) : Configuration du fichier contenant la partie puissance à exécuter dans l’ordinateur

Enfin, la figure (VI.8) montre un schéma synoptique de la connexion entre les différents blocs permettant la réalisation d’une co-simulation avec le logiciel MATLAB et la carte STM32F4.

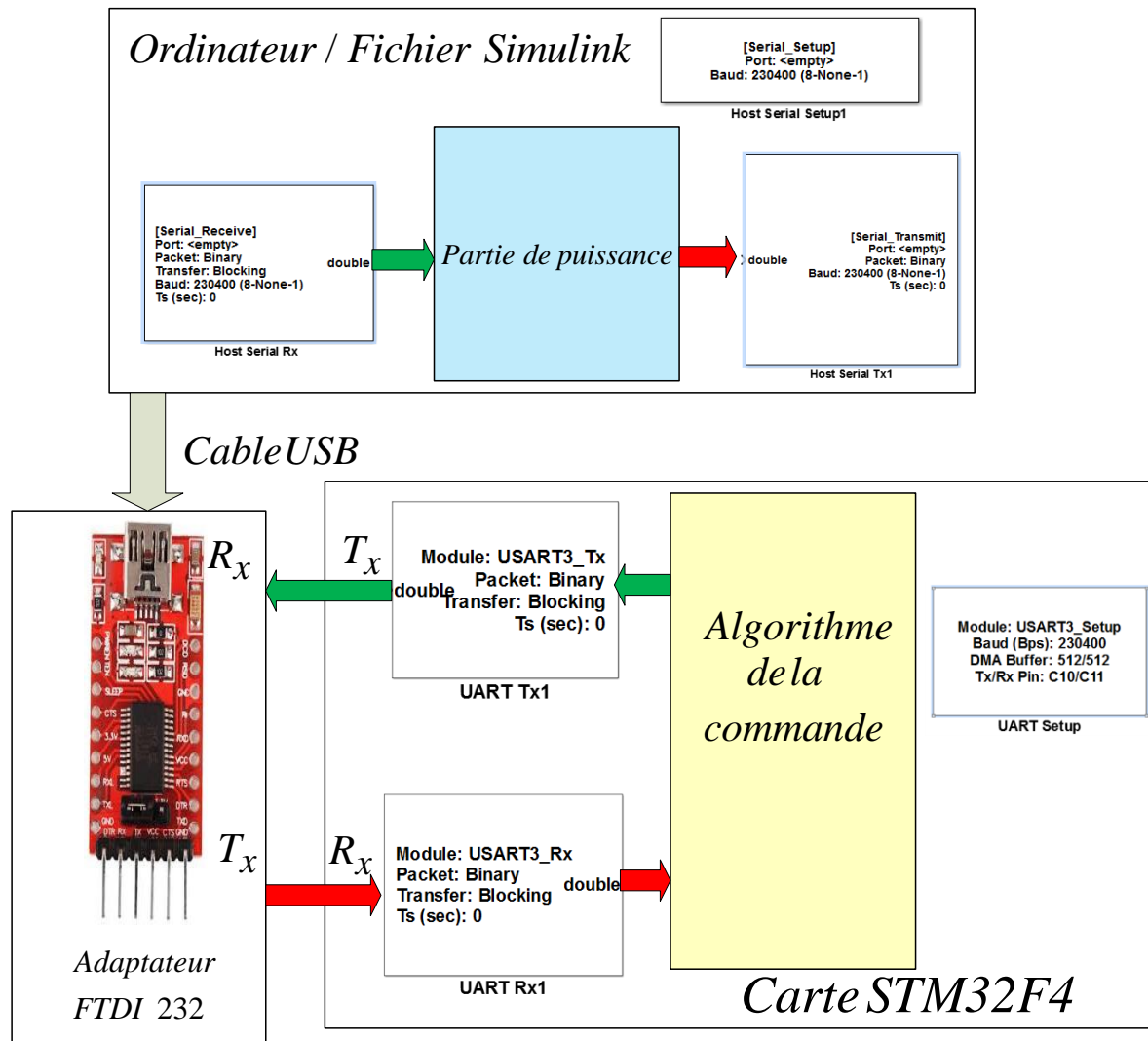


Figure (VI.8) : Schéma synoptique d'une co-simulation réalisée par le logiciel MATLAB, la carte de développement STM32F4 et l'adaptateur USB/UART FTDI 232

I.5 Résultats de la co-simulation de la commande linéaire des convertisseurs buck et boost entrelacés à deux bras

Dans cette section nous présentons les résultats de la co-simulation des structures de commande des convertisseurs boost et buck entrelacés. Les paramètres de la co-simulation sont les mêmes que ceux résumés dans les tableaux (II.1) et (II.2). Les résultats de la co-simulation des deux systèmes sont présentés sur les figures (IV.8) et (IV.9).

D'après les figures (IV.8) et (IV.9), on constate que les tensions de sorties et les courants des convertisseurs suivent bien leur références même lors de la variation de la charge et de la tension de référence. Les résultats obtenus valident la synthèse de ces structures de commande et confirment les résultats obtenus par la simulation dans le *chapitre II*.

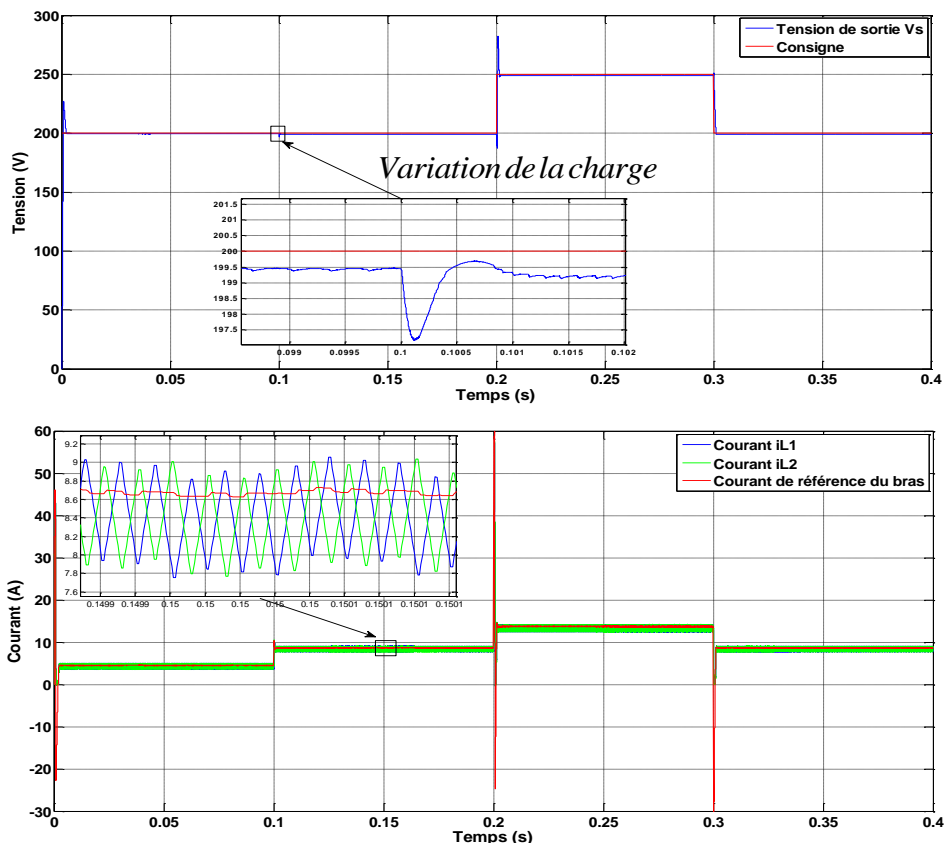


Figure (VI.9) : Résultats de la co-simulation d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras contrôlé par la structure de commande représentée dans la figure (II.1) : (a) Tension de sortie du convertisseur et sa référence, (b) Courants des bras avec leur référence

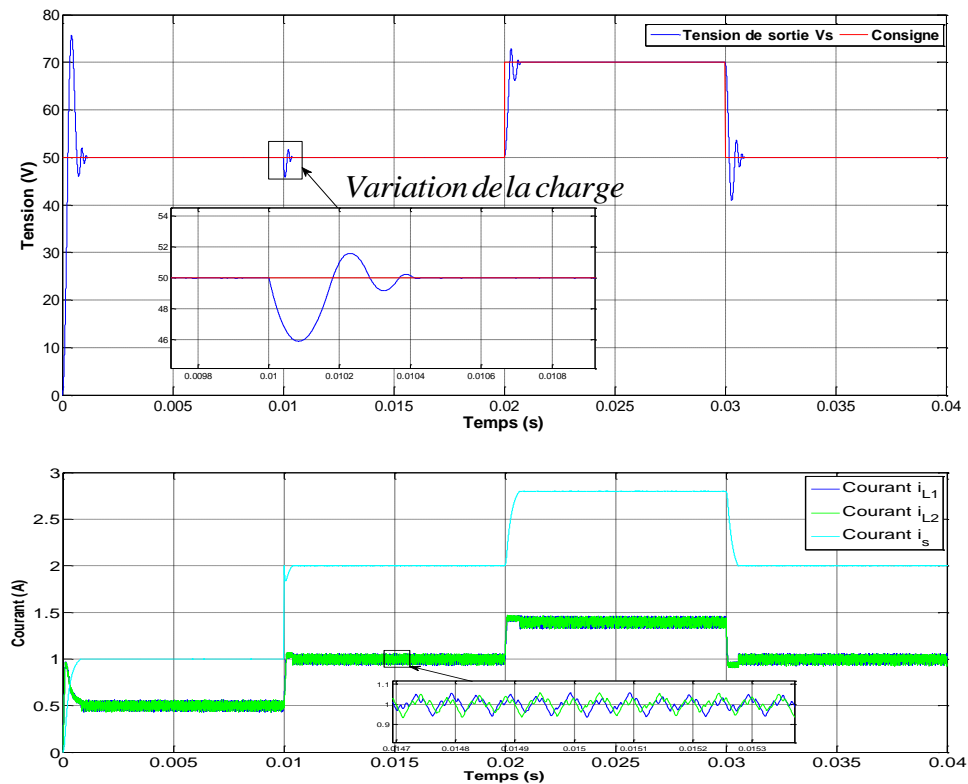


Figure (VI.10) : Résultats de la co-simulation d'un convertisseur buck entrelacé à deux bras contrôlé par la structure de commande linéaire représentée dans la figure (II.18) : (a) Tensions de sortie du convertisseur et sa référence, (b) Courants des bras et courant de la charge

I.5 Résultats de la co-simulation de la commande par mode glissant des convertisseurs buck et boost entrelacés à deux bras

Les structures de commande implémentées dans la carte STM32F4 sont identiques à ceux des figures (III.2) et (III.4). Les paramètres de la co-simulation sont les mêmes listés dans les tableaux (III.1) et (III.2). Les résultats obtenus sont présentés sur les figures (IV.11) et (IV.12).

D'après les figures (IV.11) et (IV.12), on constate que les tensions de sorties et les courants des convertisseurs suivent bien leur références même en présence d'une variation de la charge ou celle de la tension de référence. Les résultats valident la synthèse des structures de commande proposée et confirment les résultats obtenus par simulation dans le *chapitre III*.

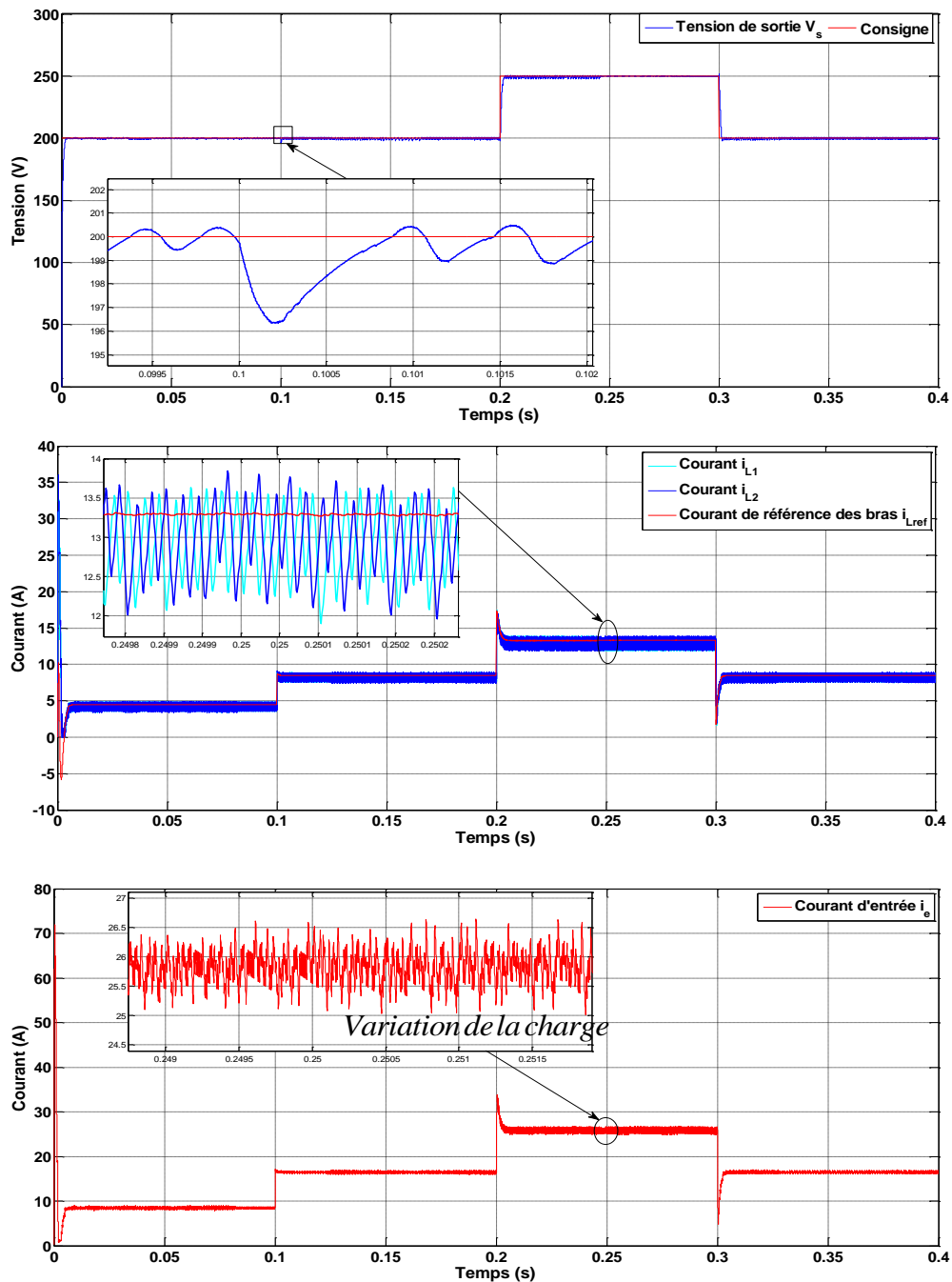


Figure (VI.11) : Résultats de la co-simulation d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras contrôlé par la structure de commande par mode glissant représentée dans la figure (III.2) : (a) Tensions de sortie du convertisseur et sa référence, (b) Courants des bras avec leur référence, (c) Courant d'entrée

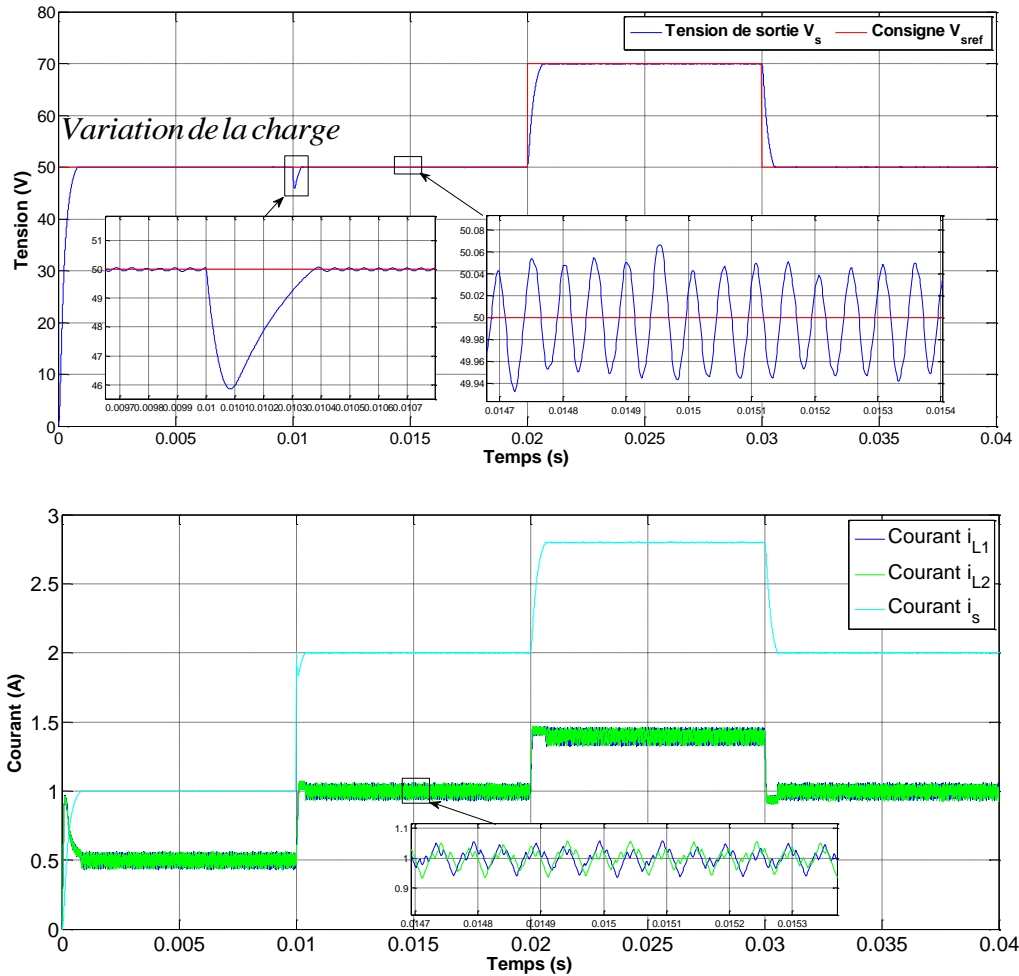


Figure (VI.12) : Résultats de la co-simulation d'un convertisseur buck entrelacé à deux bras contrôlé par la structure de commande par mode glissant représentée dans la figure (III.4) : (a) Tensions de sortie du convertisseur et sa référence, (b) Courants des bras et courant de la charge

En comparant les résultats des figures (IV.8) et (IV.9) avec ceux présentés dans figure (IV.11) et (IV.12), on constate que la structure de commande du régulateur par mode glissant est plus performante en termes du temps de réponse et les dépassements. Ces résultats également valident encore une fois les résultats de simulation obtenus dans le *chapitre III*.

I.1. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la co-simulation des commandes linéaire et non linéaire des convertisseurs buck et boost entrelacés à deux bras. Nous avons commencé par présenter brièvement la carte de développement STM32F4. Ensuite, nous avons détaillé les différentes étapes permettant de réaliser une co-simulation avec le logiciel MATLAB et la carte STM32F4. Enfin, la structure de commande linéaire (à base de régulateurs PI) et non linéaire (à base de régulateurs par mode glissant) des convertisseurs buck et boost entrelacés ont été co-simulées. Afin d'évaluer les performances des structures de commande implémentées, plusieurs tests de robustesse ont été considérés telle que la variation de la tension de la charge et celle de la tension de référence. Les résultats obtenus ont montré que ces structures de commande sont capables de contrôler les convertisseurs buck et boost entrelacés pour délivrer la tension désirée à la charge et d'assurer en plus l'équilibrage des courants des bras. Néanmoins les structures à base des régulateurs par mode glissant sont les plus performants en termes de temps de réponse et des dépassements.

Conclusion générale

Le travail mené dans ce mémoire a été porté sur la commande par mode glissant des convertisseurs boost et buck entrelacés à deux bras, ainsi que la co-simulation de ces convertisseurs à l'aide du concept PIL.

Le premier chapitre a été consacré à la modélisation et le dimensionnement des convertisseurs boost et buck entrelacés à deux bras dans un objectif d'étudier leurs comportements statiques et dynamiques. Aussi nous avons procédé à une généralisation du dimensionnement et de la modélisation des convertisseurs entrelacés à n bras. A noter que les étapes de modélisation et de dimensionnement des convertisseurs entrelacés restent pratiquement identiques à celles des convertisseurs classiques.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés au réglage à base de régulateurs PI des deux convertisseurs entrelacés. Nous avons opté pour ce type de réglage dû à sa simplicité d'implémentation et sa capacité d'assurer une bonne réponse dynamique. Dans ce sens nous avons proposé deux méthodes de réglage l'une basée sur la modèle instantané et l'autre basée sur un critère graphique. Cette dernière permet d'augmenter relativement les performances de la régulation et réduire le nombre des capteurs de tension et de courant utilisé tout en assurant la stabilité du système en boucle fermée. Les résultats de simulation montrent que le réglage à base de PI assure une grande robustesse face aux variations de la tension d'entrée. En outre, il a donné de bonnes performances lors de la variation de la charge et une très bonne poursuite de la consigne.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé une commande à base de régulateurs par mode glissant pour améliorer les performances des convertisseurs entrelacés. Les résultats obtenus ont confirmé que ces régulateurs sont plus performants en termes de temps de réponse et des dépassements.

Dans le quatrième chapitre, nous avons fait la co-simulation des commandes linéaire et non linéaire des convertisseurs buck et boost entrelacés à deux bras. Dans un premier temps, nous avons présenté brièvement la carte de développement STM32F4. Ensuite, nous avons détaillé les différentes étapes permettant de réaliser une co-simulation avec le logiciel MATLAB et la carte STM32F4. Enfin, nous avons implémenté les structures de commande par PI et par mode glissant des convertisseurs buck et boost.

Comme perspectives, nous pensons approfondir cette étude par:

- L'implémentation pratique des convertisseurs boost et buck entrelacés;
- L'étude d'autres convertisseurs DC-DC entrelacés tels que le convertisseur Buck-Boost (hacheur à stockage inductif), le convertisseur Cuk (hacheur à stockage capacitif abaisseur-élévateur-inverseur) et le convertisseur Sepic (hacheur capacitif abaisseur-élévateur);
- L'application d'autres commandes non-linéaires sur les convertisseurs entrelacés;
- L'intégration des convertisseurs entrelacés dans des chaînes de conversion photovoltaïque et à pile à combustible.

Annexe A

Calcul des inductances équivalentes des convertisseurs boost et buck entrelacés

A.1 Calcul des inductances équivalentes L_{eqi} par phase

Après un réarrangement de l'équation (I.35) on obtient :

$$\begin{cases} V_{L1} - \frac{M}{L} V_{L2} = \left(L - \frac{M^2}{L} \right) \frac{di_{L1}}{dt} \\ V_{L2} - \frac{M}{L} V_{L1} = \left(L - \frac{M^2}{L} \right) \frac{di_{L2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Phase I :

A partir de l'équation (I.36) on a :

$$V_{L2} = -\frac{D}{(1-D)} V_{L1} \quad (\text{A.2})$$

En remplaçant l'équation (A.2) dans la première équation de (A.1) on obtient :

$$V_{L1} = \frac{\left(L - \frac{M^2}{L} \right) \frac{di_{L1}}{dt}}{\left(1 + \frac{M}{L} \frac{D}{1-D} \right)} \quad (\text{A.3})$$

A partir de l'équation (A.3) et l'équation (I.37) l'expression d'inductance équivalente de la première phase est :

$$L_{1eq1} = \frac{\left(L - \frac{M^2}{L} \right)}{\left(1 + \frac{M}{L} \frac{D}{(1-D)} \right)} = \frac{1-K^2}{1+K \frac{D}{(1-D)}} L \quad (\text{A.4})$$

Avec $M = KL$; M étant la mutuelle entre les deux inductances. Sa valeur est fonction du coefficient de couplage K .

Phase II et Phase VI :

A partir de l'équation (I.36) on peut écrire:

$$V_{L1} = V_{L2} \quad (\text{A.5})$$

En remplaçant l'équation (A.5) dans la première équation de (A.1) on obtient :

$$V_{L1} = (L + M) \frac{di_{L1}}{dt} \quad (\text{A.6})$$

Donc les expressions des inductances équivalentes des *Phases II et VI* sont :

$$L_{1eqII} = L_{1eqVI} = (1 + K) L \quad (\text{A.7})$$

Phase III :

A partir de l'équation (I.36) on a :

$$V_{L2} = -\frac{(1-D)}{D} V_{L1} \quad (\text{A.8})$$

En remplaçant l'équation (A.8) dans la première équation de (A.1) on obtient :

$$V_{L1} = \frac{\left(L - \frac{M^2}{L} \right)}{\left(1 + \frac{M(1-D)}{L D} \right)} \frac{di_{L1}}{dt} \quad (\text{A.9})$$

L'expression de l'inductance équivalente de la *Phase III* est :

$$L_{1eqIII} = \frac{1 - K^2}{1 + K \frac{(1-D)}{D}} L \quad (\text{A.10})$$

A.1.2 Calcul des inductances équivalentes L_{2eqi} de chaque phase

Nous avons exprimé l'expression du V_{L1} en fonction du V_{L2} dans chaque phase comme suit :

$$V_{L1} = -\frac{(1-D)}{D} V_{L2} \quad (\text{phase I})$$

$$V_{L1} = V_{L2} \quad (\text{phase II et phase VI}) \quad (\text{A.11})$$

$$V_{L1} = -\frac{D}{(1-D)} V_{L2} \quad (\text{phase III})$$

En remplaçant l'équation (A.11) dans la deuxième équation de (A.1) on obtient :

$$V_{L2} = \frac{\left(L - \frac{M^2}{L} \right)}{\left(1 + \frac{M}{L} \frac{1-D}{D} \right)} \frac{di_{L2}}{dt} \quad (\text{phase I})$$

$$V_{L2} = (L+M) \frac{di_{L2}}{dt} \quad (\text{phase II}) \text{ et } (\text{phase VI}) \quad (\text{A.12})$$

$$V_{L2} = \frac{\left(L - \frac{M^2}{L} \right)}{\left(1 + \frac{M}{L} \frac{D}{1-D} \right)} \frac{di_{L2}}{dt} \quad (\text{phase III})$$

Sachant que $V_{Leq} = L_{eq} \frac{di_L}{dt}$

Les inductances équivalentes dans les différentes phases sont exprimées par :

$$L_{2eqI} = \frac{1-K^2}{1+K \frac{1-D}{D}} L$$

$$L_{2eqII} = L_{2eqVI} = (1+K)L \quad (\text{A.13})$$

$$L_{2eqIII} = \frac{1-K^2}{1+K \frac{D}{1-D}} L$$

Annexe B

Dimensionnement de la capacité de sortie des onvertisseurs boost et buck classiques

B.1 Dimensionnement de la capacité de sortie d'un convertisseur buck

Le courant i_c traversant le condensateur C est égal à la différence entre le courant circulant dans l'inductance L et le courant de sortie i_s : $i_c = i_L - i_s$. sa valeur moyenne est nulle comme indiqué sur la figure (B.1). Soit ΔQ la variation positive de charge du condensateur C . A l'instant 1, comme indiqué sur la figure (1), la tension V_s est minimale, elle remonte ensuite et atteint un maximum lorsque la surface totale marquée en rouge est ajoutée (temps 3).

L'amplitude d'ondulation est calculée en fonction de la surface du triangle coloré comme suit :

$$\Delta V_s = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta i_L}{2} \frac{T}{2} = \frac{\Delta i_L}{8Cf} \quad (\text{B.1})$$

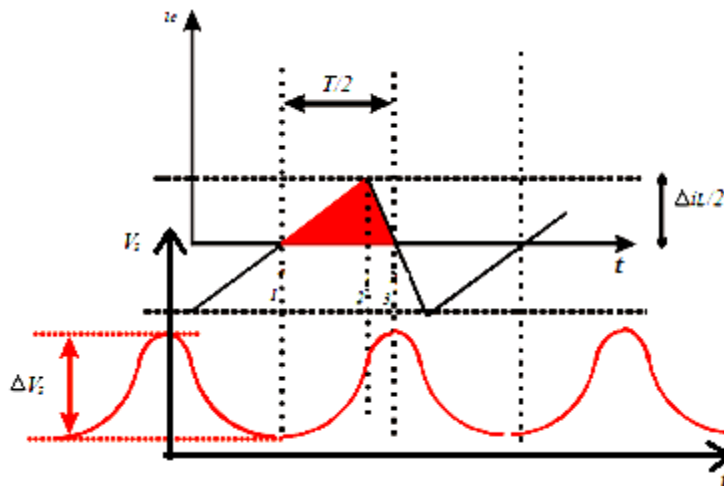


Figure (B.1) : Ondulation résiduelle de la tension de sortie

B.2 Dimensionnement de la capacité de sortie d'un convertisseur boost

Durant la phase ($0 < t < DT$), le condensateur fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur par :

$$\Delta Q = i_s DT \quad (\text{B.2})$$

Si l'on admet une ondulation ΔV_s de la tension de sortie, on peut écrire :

$$\Delta Q = C \Delta V_s \quad (\text{B.3})$$

On en déduit la capacité du condensateur de sortie:

$$C \geq \frac{i_s D}{8 \Delta_s f} \quad (\text{B.4})$$

Bibliographie

- [1] L. Fan and Y. Yu, "Adaptive Non-singular Terminal Sliding Mode Control for DC-DC Converters," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 11, no. 2, pp. 119-122, 2011.
- [2] V. I. Utkin, "Sliding Modes in Control and Optimization," Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [3] M. H. Rashid, "Power Electronics Handbook," Academic Press, 2001.
- [4] B. A. Miwa, D. M. Otten, Martin, and F. Schlecht, "High Efficiency Power Factor Correction Using Interleaving Techniques," *Applied Power Electronics Conference, APEC'92*, Boston, MA, USA, 1992, pp. 557-568.
- [5]. A. Zorig, M. Belkheiri and S. Barkat, "Sliding Mode Control of Interleaved DC-DC Boost Converter Integrated in PV system," *The First International Conference on Power Electronics and their Applications*, pp. 1-10, Djelfa, Algeria, Nov. 06-07, 2013.
- [6] B. Irving and M. Jovanovic, "Analysis, Design, and Performance Evaluation of Droop Current-Sharing Method," *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, New Orleans, LA, USA, vol. 1, pp. 235–241, 2000.
- [7] M. L. Bolloch, "Commandes Adaptées pour les Convertisseurs Statiques Multiphases à Inductance Couplées," *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 2010.
- [8] N. Bouhalli, "Etude et Intégration de Convertisseurs Multicellulaires Parallèles Entrelacés et Magnétiquement Couplés," *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 2009.
- [9] C. Cabal, "Optimisation Energétique de l'étage d'adaptation Electronique Dédié à la Conversion Photovoltaïque," *Thèse de Doctorat*, Université Toulouse III- Paul Sabatier, Toulouse, 2008.
- [10] M. V. Costan, "Convertisseurs Parallèles Entrelacés: Etude des Pertes Fer dans les Transformateurs Inter-cellules," *Thèse de Doctorat*, Institut National polytechnique de Toulouse, Toulouse, 2007.
- [11] Z. Xiao, "Contrôle Modulaire Décentralisé - Application aux Convertisseurs Multi-Phasés Isolés Entrelacés et Magnétiquement Couplés," *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 2013.
- [12] M. Biswal, "Control Techniques for DC-DC Buck Converter with Improved Performance," *Master Thesis*, National Institute of Technology, Rourkela, March 2011.

- [13] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, and M. K. H. Cheung, "Adaptive Feedforward and Feedback Control Schemes for Sliding Mode Controlled Power Converters," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 182-192, Jan. 2006.
- [14] H. Omar, "Modélisation et Commande Prédictive Floue Robuste des Convertisseurs DC-DC en Utilisant le Formalisme LMI," *Mémoire de Magistère, Université Constantine I*, 2013.
- [15] E. Arthika and G. S. Priya, "Modeling and Simulation of Interleaved Buck-Boost Converter with PID Controller," *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 1, 2015.
- [16] A. Jaafar, "Contribution à la Modélisation, l'Analyse et l'Optimisation de Lois de Commande pour Convertisseurs DC-DC de Puissance," *Thèse de Doctorat, Supélec*, 2011.
- [17] G. Schutz, "Méthodologie de Conception d'une Alimentation à Découpage," *Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG*, 1999.
- [18] A. Simon and A. Oliva, "Power-Switching Converters," *Second Edition, CRC Press*, 2005.
- [19] P. L. Wong, P. X., B. Yang, and F. C. Lee, "Performance Improvements of Interleaving VRMs with Coupling Inductors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 499-507, July 2001.
- [20] S.Y. Lee, A. G. Pfaelzer, and J. D. Van Wyk, "Thermal Analysis for a Coupled Inductor for 4-Channel Interleaved Automotive Bidirectional DC-DC Converter Based on Finite-Element Modeling," *35th annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Aachen, Germany, 20-25 June 2004*.
- [21] H. Bin, "Convertisseur Continu-Continu à Rapport de Transformation Elevé Pour Application Pile à Combustible," *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine*, Mai 2009.
- [22] A. Zorig, "Commandes Non Linéaires d'une Source Décentralisée Photovoltaïque à Base de Convertisseurs de Puissance Entrelacés et Parallèles," *Thèse de Doctorat, Université de Laghouat, Algérie, Novembre 2017*.
- [23] M. SHI, "Design and Analysis of Multiphase DC-DC Converters with Coupled Inductors," *Master Thesis, Texas A&M University, May 2007*.
- [24] D. B. Viet, "Conception d'une Interface d'électronique de Puissance pour Pile à Combustible," *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre 2006*.
- [25] T. Robert and Wei Liu, "Phase Shifting Optimizes Multistage Buck Converters," *Power Electronics Technology, Penton Media Inc.*, pp. 26-31, Jan. 2007.
- [26] J. Auvray, "Alimentations à Découpage," *Cours de Systèmes Électroniques*, https://www.2Favtj.cours.pagespersoorange.fr%2FCours%2FSE_016_Alimentation_decoupeg.pdf, Dernier accès: 26/04/2019.

- [27] C. L. Nkashama, "Maximum Power Point Tracking Algorithm for Photovoltaic Home Power Supply," Master Thesis, University of KwaZulu-Natal, Durban. April 2011.
- [28] 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.
- [29] G. W. Wester and R. D. Middlebrook, "Low Frequency Characterization of Switched DC-DC Converters," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, AES-9(3), pp. 376–385, May 1973.
- [30] E. Magarotto, "Cours de Régulation," IUT Caen, https://magarotto.users.greyc.fr/pdf/Final-CM_Regul.pdf, Dernier accès: 2019.
- [31] A. K. Rathore, "Two Loop Average Current Control of Boost Converter," National University of Singapore, www.ece.nus.edu.sg/stfpage/akr, Dernier accès 28/04/2019.
- [32] G. Séguier, R. Bausière et F. Labrique, "Electronique de Puissance", 2009, 8^{ème} Edition
- [33] K. Benmansour, "Réalisation d'un Banc d'Essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires", Thèse de Doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2009.
- [34] V. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. ac-22, no.1, April. 197, pp. 212-222.
- [35] J. Y. Hung, W. Gao, and C. Hung, "Variable Structure Control a Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics , vol. 40, no.1, Feb. 1993, pp. 2–18.
- [36] H. Maker, "Optimisation et Gestion d'Energie pour un Système Hybride Association Pile à Combustible et Super Condensateurs," Thèse de Doctorat, Université de Belfort Montbéliard, 2008.
- [37] M. S. Alaoui, "Commande et Observateur par Mode Glissant d'un Système de Pompage et d'un Bras Manipulateur," Thèse de Doctorat, Université de Sidi Mohamed Ben Abdeah, Maroc 2009.
- [38] M. Youcef, "Conception et Réalisation d'un Système de Contrôle et de Communication à base de la Carte à Microcontrôleur STM32F7," Thèse de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, May 2016.
- [39] C. O. Moreira, "Rapid Control Prototyping Using an STM32 Microcontroller," Thèse de Doctorat, Technische Universität Clausthal, Clausthal, Août 2015.
- [40] Page officielle dédiée au package logiciel STM32CubeF4 <http://www.st.com/en/embedded-software/stm32cubef4.html>

Simulation par PIL de la commande par mode glissant de deux convertisseurs buck et boost entrelacés

Résumé :

Le travail réalisé dans ce mémoire porte essentiellement sur la modélisation, le dimensionnement et la commande par mode glissant des convertisseurs DC-DC de type buck et boost entrelacés. Ce travail débute par une phase de modélisation nécessaire pour établir les lois de commande pour cette catégorie de convertisseurs. Sur la base des modèles établis, des structures de commande à base de régulateurs classiques de type PI ont été proposées pour les deux convertisseurs boost et buck entrelacés. Afin de faire face à la nature non linéaire de ce genre de convertisseurs est surmonter les limitations des régulateurs classiques un réglage par mode glissant est appliqué. Ce type de commande vise aussi à améliorer les performances statiques et dynamiques des convertisseurs entrelacés. La comparaison des résultats de simulations obtenus mettent en évidence l'intérêt de la commande par mode glissant en raison de sa robustesse et de son efficacité par rapport à la commande par PI. Enfin, nous avons implémenté les commandes des convertisseurs entrelacés sur la carte STM32F04, où nous avons observé une grande similitude entre les résultats de simulation et ceux de la co-simulation.

Mots clés : Convertisseurs boost et buck entrelacés, Commande linéaire, Commande par mode glissant, Co-simulation.