

---

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF M'SILA

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

N° : .....



**FILIERE : ELECTRONIQUE**  
**OPTION : SYSTEMES EMBARQUES.**

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**du diplôme de Master Académique**  
**en spécialité**  
**Electronique des Systèmes Embarqués**

**Préparé par :**

Hamadi Habiba et Haffaf Amina

**Intitulé :**

**Commande et réalisation d'un convertisseur DC-DC  
(boost) entrelacé à deux bras**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Ladjal Mohamed	MCA, Université de M'sila	Président
Zorig Abdelmalik	MCB, Université de M'sila	Rapporteur
Oudira Houcine	Professeur, Université de M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2020-2021**

## *REMERCIEMENTS*

*D'abord et avant à remercier ALLAH le Tout Puissant pour toute la volonté et le courage qu'il m'a donnés pour l'achèvement de ce travail.*

*Tout d'abord, nous tenons à remercier chaleureusement notre mon promoteur Dr.ZORIG pour l'aide qu'il nous a apportée, qui a démontré sa pleine volonté de nous aide et de nous guider.*

*Nous le remercier également pour la confiance et la compréhension qu'il m'a toujours prouvées.*

*Je remercie également tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce travail. Mes vifs remerciements s'adressent également à tous les membres de ma famille surtout ma chère mère et mon cher père pour leur aide inconditionnelle et pour leur soutien précieux durant ma formation, ce qui leur fait valoir ma grande reconnaissance.*

*Enfin, je remercie toutes les personnes, qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail.*

# *DÉDICASE*

*Avant tout, je tien à remercie le bon dieu, et  
L'unique qui m'offre le courage et la volonté nécessaire*

*Pour affronter les différentes de la vie,*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mon père.*

*A ma mère.*

*A mes frères*

*Et toute la famille.*

*A mes amis et mes collègues de la promotion*

*2021«Électronique ».*

## Table des matières

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

### **Chapitre I: Modélisation du convertisseur Boost entrelacé**

I.1	Introduction .....	3
I.2	Modélisation du convertisseur boost classique .....	3
I.2.1	Calcul de la valeur de l'inductance de la bobine assurant un fonctionnement en mode continu .....	6
I.2.2	Dimensionnement de l'inductance $L$ .....	8
I.2.3	Dimensionnement de la capacité $C$ .....	9
I.2.4	Limitations de la topologie classique du convertisseur boost .....	9
I.3	Intérêt du convertisseur boost entrelacé par rapport au boost classique.....	10
I.4	Problème de déséquilibre des courants des bras.....	12
I.5	Modélisation du convertisseur boost entrelacé à deux bras .....	13
I.6	Conclusion.....	13

### **Chapitre II : Commande linéaire du convertisseur boost entrelacés**

II. 1	Introduction .....	14
II. 2	Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion.....	14
II. 3	Commande linéaire du convertisseur boost à deux bras entrelacés.....	15
II. 3.1	Synthèse du régulateur de la tension de sortie du convertisseur boost entrelacé .....	16
II. 3.2	Synthèse du régulateur des courants des bras.....	17
II. 4	Resultants de simulation:.....	18
II. 4.1	Variation de la consigne de la tension de sortie .....	18
II. 4.2	Variation de la charge.....	21
II. 5	Conclusion.....	23

## **Chapitre III : Validation expérimentale d'une commande linéaire d'un convertisseur entrelacé à deux bras**

III. 1	Introduction .....	24
III. 2	Présentation et description de la plateforme du banc d'essai .....	24
III.2.1	Convertisseur boost entrelacé à deux bras.....	26
III.2.1.1	Circuit pilotage de driver.....	26
III.2.1.2	Structure du convertisseur boost entrelacé à deux bras .....	26
III.2.1.3	Carte dSPACE MicroLabBox .....	27
III.2.1.4	Carte de mesure de tension.....	27
III.2.1.5	Carte de mesure de courant .....	29
III.2.1.6	Alimentation bipolaire $\pm 15$ .....	30
III. 3	Résultats expérimentaux.....	31
III.2.2	Validation expérimental de convertisseur classique en boucle fermée .....	31
III.2.3	Validation expérimental de convertisseur boost entrelacé à deux bras en boucle fermée .	32
III. 4	Conclusion.....	34
	Conclusion générale .....	35
	Bibliographie.....	36
	Résumé.....	37

## Liste de figures

### Chapitre I

<b>Figure (I.1):</b> Structure d'un convertisseur boost classique .....	4
<b>Figure I.2 :</b> Circuit équivalent du convertisseur boost classique lorsque l'interrupteur est fermé .....	4
<b>Figure I.3 :</b> Circuit équivalent du convertisseur boost classique lorsque l'interrupteur est ouvert .....	5
<b>Figure I.4.</b> Frontière entre le mode continu et discontinu. ....	6
<b>Figure I.5 :</b> Evolution du courant moyen de sortie et celui de la bobine à la frontière en fonction du rapport cyclique.....	7
<b>Figure I.6 :</b> Ondulation du courant de l'inductance dans le cas de MCC.....	8
<b>Figure I.7 :</b> Forme d'onde du courant du condensateur de sortie du convertisseur boost classique en mode de conduction continu.....	9
<b>Figure I.8 :</b> Structure du convertisseur boost entrelacé à deux bras. ....	10
<b>Figure I.9 :</b> Formes d'ondes des courants du convertisseur boost à deux bras entrelacé. ....	11
<b>Figure (I.10) :</b> Ondulation du courant d'entrée total $\Delta i_{LT}$ en fonction du rapport cyclique $D$ et le nombre de bras $n$ [3].....	12

### Chapitre II

<b>Figure (II.1):</b> Principe de la modulation de largeur d'impulsion. ....	15
<b>Figure (II.2):</b> Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras. ....	15
<b>Figure (II.3):</b> Boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur entrelacé.....	16
<b>Figure (II.4):</b> Schéma de régulation du courant dans une bobine par un régulateur PI .....	17
<b>Figure (II.5) :</b> Performances du convertisseur boost entrelacé vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence:(a) Tension de sortie avec sa consigne, (b) Courants des bras avec leur référence, (c) Courant totale à l'entrée du convertisseur $i_{LT}$ et courants des bras, (d) Rapports cycliques. ....	20
<b>Figure (II.6) :</b> Performances du convertisseur boost entrelacé vis-à-vis une variation brusque de la charge:(a) Tension de sortie avec sa consigne, (b) Courants des bras avec leur référence, (c) Courant totale à l'entrée du convertisseur $i_{LT}$ et courants des bras, (d) Rapports cycliques. ....	22

### Chapitre III

<b>Figure (III.1):</b> Schéma synoptique du banc d'essai réalisé.....	25
---	----

## Liste des figures

---

<b>Figure (III.2):</b> Photo du banc d'essai réalisé.....	25
<b>Figure (III.3):</b> Schéma du circuit de pilotage et d'isolation du mosfet.....	26
<b>Figure(III.4):</b> Photo du convertisseur boost entrelacé à deux bras réalisé.....	26
<b>Figure(III.5):</b> Photo de la carte de développement dSPACE MicroLabBox .....	27
<b>Figure (III.6):</b> Carte de mesure des tensions.....	28
<b>Figure (III.7):</b> Schéma du circuit électrique utilisé pour la chaîne de mesure des tensions.....	28
<b>Figures (III.8):</b> carte de mesure des courants réalisée. ....	29
<b>Figure (III.9):</b> Schéma du circuit électrique utilisé pour la chaîne de mesure des courants. ....	29
<b>Figures (III.10):</b> Photo de la carte d'alimentation $\pm 15V$ réalisée. ....	30
<b>Figure(III.11):</b> Schéma du circuit d'alimentation continue $-15V, +15V$ .....	30
<b>Figure (III.12) :</b> Performances du convertisseur boost classique vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence:(a) Tension de sortie avec sa consigne, (b) Courant travers la bobine, (c) Rapport cyclique. ....	31
<b>Figure (III.13) :</b> Performances du convertisseur boost entrelacé à deux bras vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence:(a) Tension de sortie avec sa consigne, (b) Courant des bras avec leur référence, (c) Zoom de Courant des bras avec leur référence, (d) Courant total et courants des bras, (e) Zoom de courant total et courants des bras, (f) Rapports cycliques, (g) Zoom de rapports cycliques.....	32
<b>Figure (III.13) (suit) :</b> Performances du convertisseur boost entrelacé à deux bras vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence:(d) Courant total et courants des bras, (e) Zoom de courant total et courants des bras,(f) Rapports cycliques, (g) Zoom de rapports cycliques .....	33

## Liste des tableaux

### Chapitre II

Tableau (II.1): Paramètres du convertisseur boost entrelacé et des régulateurs utilisés.....	19
--	----

### Chapitre III

Tableau (III.1): Paramètres du banc d'essai expérimental .....	25
--	----

## NOTATION

$K$  : Interrupteur de puissance.

$L$  : Inductance.

$C$  : Condensateur.

$R$  : Charge.

$d$  : Diode.

$v_e$  : Tension d'entrée.

$v_s$  : Tension de sortie.

$v_c$  : Tension aux bornes de la capacité.

$v_d$  : Tension aux bornes de la diode.

$i_L$  : Le courant de l'inductance.

$i_{L\max}$  : Courant maximale de l'inductance.

$i_{L\min}$  : Courant minimale de l'inductance.

$\Delta i_L$  : L'ondulation de courant d'inductance.

$\Delta Q$  : La variation des charges électriques dans le condensateur  $C$ .

$i_c$  : Courant de la capacité.

$D$  : Rapport cyclique.

$T$  : Période de commutation.

$f$  : Fréquence de commutation.

CCM : Mode de Conduction Continue.

MCD : Mode de conduction discontinue.

MOSFET : Metal Oxide Silicium Field Effect Transistor.

PWM : (Pulse Width Modulation) : Modulation de largeur d'impulsion.

## Notation

---

$U_p$  : Onde de porteuse.

$v_s^*$  : Tension de référence.

$i_c^*$  : Courant de référence.

$k_{pv}, k_{iv}$  : Gains du régulateur PI

$\xi_v$  : Coefficient d'amortissement

$\omega_{nv}$  : Pulsation naturelle du système.

$i_{LT}$  : Courant totale du convertisseur entrelacé

$R_L$  : Résistance interne de la bobine.

$i_{mc}, i_{mt}$  : Respectivement, courant de sortie du capteur de courant et de tension

$R_{mc}, R_{mt}$  : Respectivement, résistance de mesure du capteur du courant et de tension.

$v_{mc}, v_{mt}$  : Respectivement, tensions de sorties du capteur du courant et de tension.

$v_{mc(max)}, v_{mt(max)}$  : Respectivement, tension maximale désirée à la sortie du capteur du courant et de tension.

## ***Introduction générale***

Les convertisseurs DC-DC convertissent un niveau de tension électrique à un autre niveau par action de commutation. Ils sont devenus une composante essentielle dans les applications industrielles et militaires grâce à leurs rendements de plus en plus élevés, leurs faibles encombrements ainsi que leurs poids et coûts réduits.

La grande variété de topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor unique ; abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur- élévateur (Buck-Boost) et des configurations complexes comportant deux ou plus d'interrupteurs et qui emploient la commutation douce ou les techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation [1].

Pour réduire les ondulations des courants d'entrée et de sortie du convertisseur DC-DC, la technique d'entrelacement est utilisée. Cette structure consiste à mettre plusieurs convertisseurs de même type en parallèle et à décaler les signaux de commande les uns pour les autres. Cela nous permet d'obtenir des avantages significatifs 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. Un autre avantage du choix de cette topologie est que, si un éventuel défaut apparaît sur une phase, les autres phases peuvent être utilisées comme un système de compensation, évitant ainsi une interruption de fourniture d'énergie et cela assure la fiabilité du système [2].

Le but de ce travail est d'étudier par simulation et expérimentalement le convertisseur boost entrelacé à deux bras. Dans le premier chapitre, nous allons présenter une étude détaillée sur le convertisseur boost classique. Ensuite nous allons présenter le principe d'entrelacement du convertisseur et les avantages qui peuvent être apportés par cette technique ainsi que la problématique liée au déséquilibre des courants des bras. Enfin nous allons présenter la modélisation mathématique du convertisseur boost entrelacé à deux bras.

Dans le deuxième chapitre on s'intéressera à l'étude de la commande linéaire du convertisseur boost entrelacé à deux bras en détaillant la synthèse des régulateurs utilisés et le calcul de la loi de commande qui permet d'atteindre les objectifs souhaités.

## *Introduction générale*

---

Dans le troisième chapitre nous allons présenter une étude expérimentale sur le convertisseur boost entrelacé à deux bras. En premier temps, nous allons présenter le banc d'essai utilisé pour la validation. Ce dernier se compose d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras équipé d'un circuit de pilotage, carte de développement (dSPACE MicroLabBox), cartes de mesure de tension et de courant, carte d'alimentation et charge résistive. Ensuite, nous présenterons et discuterons les différents résultats expérimentaux obtenus.

# Chapitre I

## Modélisation du convertisseur Boost entrelacé

### I.1 Introduction

En raison et la supériorité de son rendement par rapport aux autres convertisseurs, le convertisseur boost est largement utilisé dans l'industrie, notamment dans les alimentations de microprocesseurs (Intel par exemple), les systèmes de production d'énergie renouvelable (photovoltaïque, pile à combustible...) et dans l'entraînement des moteurs électriques.

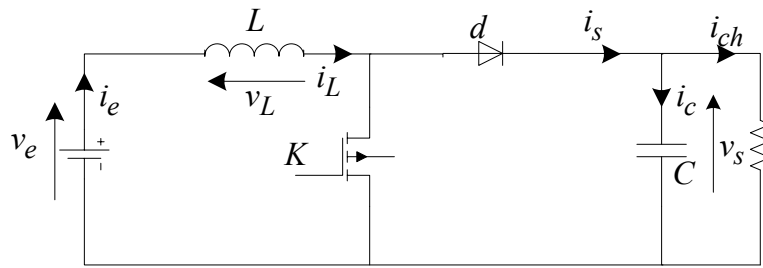
Dans ce chapitre nous allons focaliser notre étude sur le convertisseur boost entrelacé à deux bras. Ce dernier a été proposé pour surmonter quelques limitations du convertisseur boost classique. En premier temps, nous allons présenter une étude détaillée sur le convertisseur boost classique (modélisation, dimensionnement, avantages et limitations). Ensuite, nous allons présenter le principe d'entrelacement du convertisseur et les avantages qui peuvent apportés par cette technique. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous allons présenter la modélisation mathématique du convertisseur boost entrelacé à deux bras.

### I.2 Modélisation d'un convertisseur boost classique

La structure classique du convertisseur boost est schématisée dans la [figure \(I.1\)](#). Cette structure est composée principalement d'une inductance  $L$ , d'un interrupteur de puissance  $K$  (souvent de type Metal Oxide Semi-conducteur Field Effect Transistor (*Mosfet*)) et d'une diode  $d$ . L'interrupteur est commandé par un signal via d'une modulation de largeur d'impulsion (*MLI* ou *PWM* en anglais). Cette dernière consiste à comparer le rapport cyclique  $D$  avec une onde de porteuse de fréquence fixe  $f_c$  (fréquence de commutation).

Selon l'allure du courant de l'inductance  $i_L$ , on distingue deux modes de fonctionnement du convertisseur boost classique :

- Mode de conduction discontinue (MCD) : le courant de l'inductance s'annule périodiquement durant l'intervalle  $[DT, T]$ , avec  $T = 1/f_c$ .
- Mode de conduction continue (MCC) : le courant de l'inductance ne s'annule jamais durant toute la période de commutation  $T$ .

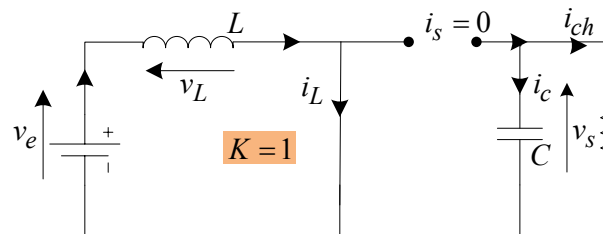


**Figure (I.1):** Structure d'un convertisseur boost classique

Le mode de conduction continu est caractérisé par une ondulation du courant plus faible par rapport à celle obtenue dans le cas de fonctionnement avec le mode de conduction [3] discontinu. Pour cela, nous avons adopté le mode de conduction continu pour notre travail.

Dans le mode de conduction continue, et selon l'état de l'interrupteur de puissance  $K$ , il y a deux phases de fonctionnement durant chaque période de commutation :

La phase I,  $[0, DT]$ : lorsque l'interrupteur  $K$  est fermé ( $K=1$ ) et la diode  $d$  est bloquée. Durant cette phase, le courant traversant l'inductance  $L$  augmente linéairement et par conséquent l'énergie stockée dans la bobine augmente par l'augmentation du courant la traversant. Le condensateur  $C$  fournit l'énergie à la charge  $R$  durant cette phase. Le circuit équivalent à cette phase de fonctionnement est montré dans la figure (I.2) [3].

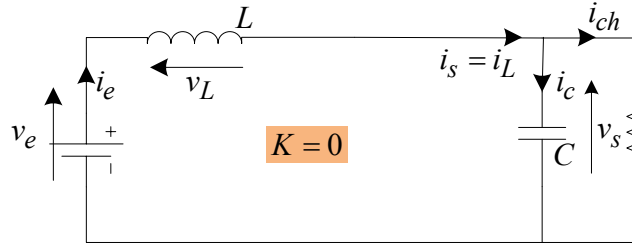


**Figure I.2 :** Circuit équivalent du convertisseur boost classique lorsque l'interrupteur est fermé

A partir de la figure (I.2), le système d'équations gouverne la dynamique du convertisseur dans cette phase est donné comme suit :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = v_e \\ C \frac{dv_s}{dt} = 0 - \frac{v_s}{R} \end{cases} \quad t \in [0, DT] \quad (\text{I.1})$$

La phase II,  $[DT, T]$  : lorsque l'interrupteur  $K$  est ouvert ( $K=0$ ) et la diode  $d$  est passante. Durant cette phase, l'énergie emmagasinée dans l'inductance est transférée au condensateur  $C$  et à la charge  $R$  via la diode  $d$ . Le circuit équivalent à cette phase de fonctionnement est illustré dans la figure (I.3) [1].



**Figure I.3** : Circuit équivalent du convertisseur boost classique lorsque l'interrupteur est ouvert.

A partir de la [figure \(I.3\)](#) la dynamique du convertisseur boost classique dans cette phase peut être traduite par le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = v_e - v_s \\ C \frac{dv_s}{dt} = i_s - \frac{v_s}{R} \end{cases} \quad t \in [DT, T] \quad (\text{I.2})$$

Les deux systèmes de [\(I.1\)](#) et [\(I.2\)](#) peuvent être regroupés dans un seul système d'équation qui exprime la dynamique du convertisseur dans les deux phases de fonctionnement précédentes comme suit:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = v_e - (1-u)v_s \\ C \frac{dv_s}{dt} = ui_s - \frac{v_s}{R} \end{cases} \quad t \in [0, T], u \in \{0, 1\} \quad (\text{I.3})$$

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

Si on applique la valeur moyenne (sur période de commutation) sur [\(I.3\)](#) on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} L \frac{d\bar{i}_L}{dt} = \bar{v}_e - (1-\bar{u})\bar{v}_s \\ C \frac{d\bar{v}_s}{dt} = \bar{i}_s \bar{u} - \frac{\bar{v}_s}{R} \end{cases} \quad t \in [0, T], u \in \{0, 1\} \quad (\text{I.4})$$

Si on néglige la fluctuation de la tension aux bornes du condensateur  $C$ , [\(I.4\)](#) peut être simplifiée à la forme suivante :

$$\begin{cases} 0 = v_e - (1-D)v_s \\ 0 = i_s D - \frac{v_s}{R} \end{cases} \quad t \in [0, T], D \in [0, 1] \quad (\text{I.5})$$

Où, le rapport cyclique  $D$  représente la valeur moyenne de l'état de l'interrupteur  $u$ .

La fonction de transfert du convertisseur boost classique est déduite à partir de (I.5) comme suit:

$$v_s = \frac{v_e}{1-D} \quad (\text{I.6})$$

Ainsi, l'expression du courant de sortie du convertisseur  $i_s$  peut être déduite de (I.5) comme suit:

$$i_s = \frac{v_e}{D(1-D)R} \quad (\text{I.7})$$

D'après (I.6), On constate que la tension de sortie du convertisseur dépend uniquement de la tension d'entrée et du rapport cyclique  $D$ . Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, alors le convertisseur est toujours éleveur de tension [5].

Si on néglige les pertes dans le convertisseur (i.e.  $v_s i_s = v_e i_L$ ), le courant d'entrée  $i_L$  peut être déduit à partir de (I.6) comme suit :

$$i_L = \frac{i_s}{1-D} \quad (\text{I.8})$$

### I.2.1 Calcul de la valeur de l'inductance de la bobine assurant un fonctionnement en mode continu

A la frontière entre le mode continu et le mode discontinu le courant traversant l'inductance part de, et revient à, 0 sur une période de commutation  $T$  comme le représente la figure (I.4) [4].

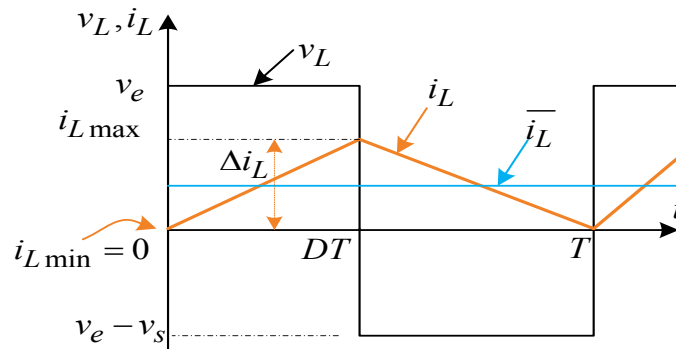


Figure I.4. Frontière entre le mode continu et discontinu.

Dans cette situation le courant moyen à la frontière parcourant la bobine vérifie :

$$\bar{i}_L = \frac{1}{T} \int_0^T i_L dt = \frac{i_{L \max}}{2} = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (\text{I.9})$$

La limite de conduction continue étant atteinte pour  $i_{L \min} = 0$  [5] :

$$i_{L \max} = \frac{v_e}{L} DT \quad (\text{I.10})$$

Ce qui revient à écrire :

$$\bar{i}_L = \frac{i_{L \max}}{2} = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{v_e}{2L} DT \quad (\text{I.11})$$

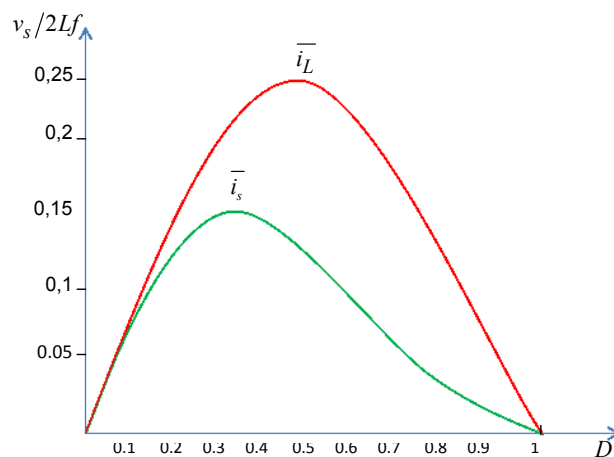
A partir de (I.8) et (I.11) l'expression du courant de l'inductance est exprimé comme suit:

$$\bar{i}_L = \frac{D(1-D)Tv_s}{2L} \quad (\text{I.12})$$

Ainsi, la valeur moyenne du courant de sortie  $i_s$  peut être exprimé à partir de (I.8) et (I.12) comme suit:

$$\bar{i}_s = \frac{D(1-D)^2 Tv_s}{2L} \quad (\text{I.13})$$

En considérant  $v_s$  comme constante. La figure (I.5) montre l'évolution du courant moyen de sortie  $\bar{i}_s$  et celle du courant moyen de l'inductance  $\bar{i}_L$  en fonction du rapport cyclique. La figure (I.5) montre que pour un rapport cyclique  $D$  donné, à  $v_s$  constant, si le courant moyen de sortie descend en dessous de la courbe de  $\bar{i}_s$  (ou si le courant moyen dans la bobine est inférieur à  $\bar{i}_L$ ), alors le convertisseur passera en mode discontinu [4].



**Figure I.5 :** Evolution du courant moyen de sortie et celui de la bobine à la frontière en fonction du rapport cyclique.

Les rapports cycliques correspondant aux valeurs maximales des courants  $\bar{i}_s$  et  $\bar{i}_L$  peuvent être déterminés à partir de la dérivée de (I.13) et de (I.12) respectivement. ( $D=1/3$  pour  $\bar{i}_{s \max}$   $D=1/2$  pour  $\bar{i}_{L \max}$ ).

En remplaçant par les valeurs des rapports cycliques  $D=1/3$  et  $D=1/2$  dans (I.12) et (I.13), on trouve la valeur maximale du courant moyen de sortie  $\bar{i}_{s\max}$  et celle du courant moyen de l'inductance  $\bar{i}_{L\max}$  comme suit [4] :

$$\bar{i}_{s\max} = \frac{2Tv_s}{27L} \quad (\text{I.14})$$

$$\bar{i}_{L\max} = \frac{Tv_e}{8L} \quad (\text{I.15})$$

Les équations (I.14), (I.15) peuvent être utilisées pour calculer la valeur de l'inductance minimale qui d'assurer que le convertisseur fonctionne toujours dans le mode de conduction continue. La valeur de cette inductance peut être calculée par l'une des deux équations suivantes [4] :

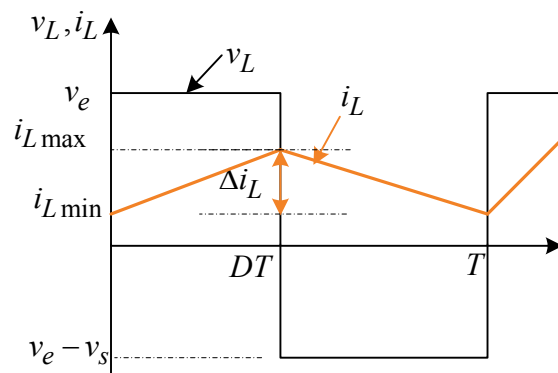
$$L_{\min} = \frac{2Tv_s}{27i_{s\max}} \quad (\text{I.16})$$

$$L_{\min} = \frac{Tv_e}{8i_{L\max}} \quad (\text{I.17})$$

## I.2.2 Dimensionnement de l'inductance $L$

Selon la figure (I.6), l'ondulation du courant de l'inductance  $\Delta i_L$  pendant le temps de fermeture de l'interrupteur de puissance ( $T_{on} = DT$ ) est déterminée par l'expression suivante:

$$\Delta i_L = i_{L\max} - i_{L\min} = \frac{v_e}{L} DT \quad (\text{I.18})$$



**Figure I.6 :** Ondulation du courant de l'inductance dans le cas de MCC.

Comme  $v_e = v_s(1-D)$ , on peut écrire :

$$\Delta i_L = \frac{D(1-D)v_s}{Lf} \quad (\text{I.19})$$

A partir de (I.19), on trouve que l'ondulation en courant  $\Delta i_L$  est maximale pour  $D=0.5$ . Alors (I.19) peut être utilisée pour dimensionner l'inductance  $L$  comme suit:

$$L \geq \frac{v_s}{4f\Delta i_L} \quad (\text{I.20})$$

Où,  $\Delta i_L$  est généralement fixée dans l'intervalle  $[1\%i_L, 10\%i_L]$ .

### I.2.3 Dimensionnement de la capacité $C$

A partir de la figure (I.7), l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur  $C$  peut être calculée comme suit:

$$\Delta v_c = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{i_{ch}D}{Cf} \quad (\text{I.21})$$

Où,  $\Delta Q$  représente la variation des charges électriques dans le condensateur  $C$

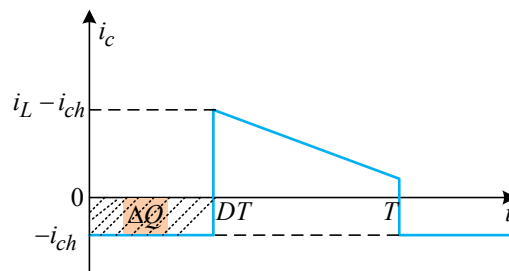
A partir de (I.21) et (I.8), l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur  $C$  peut être déduite comme suit:

$$\Delta v_c = \frac{\Delta Q}{C} \cong \frac{\bar{i}_L(1-D)D}{Cf} \quad (\text{I.22})$$

Le dimensionnement du condensateur  $C$ , à partir d'une ondulation en tension donnée s'effectue à l'aide de l'équation suivante :

$$C = \frac{\bar{i}_L(1-D)D}{\Delta v_s f} \quad (\text{I.23})$$

Où,  $\Delta v_s$  est généralement fixée dans l'intervalle  $[5\%v_s, 20\%v_s]$ .



**Figure I.7 :** Forme d'onde du courant du condensateur de sortie du convertisseur boost classique en mode de conduction continu.

### I.2.4 Limitations de la topologie classique du convertisseur boost

D'après l'analyse précédente l'expression de l'ondulation du courant de l'inductance  $\Delta i_L$  et celle de la tension aux bornes du condensateur  $\Delta v_c$  sont trouvées comme suit :

$$\begin{cases} \Delta i_L = \frac{D(1-D)v_s}{Lf} \\ \Delta v_c = \frac{\overline{i_L}(1-D)D}{Cf} = \frac{\Delta i_L(1-D)D}{2Cf} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

D'après (I.24), on peut noter qu'une valeur importante de l'inductance permet de réduire considérablement l'ondulation du courant  $\Delta i_L$  et celle de la tension de sortie  $\Delta v_c$ . Ceci va minimiser les pertes ohmiques dans l'interrupteur de puissance, dans la diode et dans l'inductance, ce qui traduit par une amélioration du rendement du convertisseur [3].

Cependant cette solution augmente la taille et le coût du convertisseur. Une autre solution capable de réduire l'ondulation du courant consiste à augmenter la fréquence de découpage. Cependant, cette solution augmente considérablement les pertes par commutation [3].

Dans la section suivante on montre comment l'entrelacement de plusieurs bras du convertisseur boost peut diminuer l'ondulation du courant  $\Delta i_L$  et de la tension  $\Delta v_c$  sans avoir besoin d'augmenter la valeur de l'inductance ou celle de la fréquence de commutation [3].

### I.3 Intérêt du convertisseur boost entrelacé par rapport au boost classique

L'entrelacement permet de résoudre le problème lié au fort courant des convertisseurs. Il consiste en la mise en parallèle des bras dont les commandes sont régulièrement décalées. Ainsi, ce principe permet réduire l'ondulation du courant dans chaque bras, d'augmenter la fréquence apparente en entrée et en sortie du convertisseur [3].

La structure du convertisseur boost entrelacé à deux bras est montrée dans la figure I.8, ce dernier se compose de deux inductances de même valeur, deux diodes, et deux interrupteur de puissance partagent tous le même condensateur de sortie  $C$  et la même alimentation  $v_e$  (voir figure (I.8)).

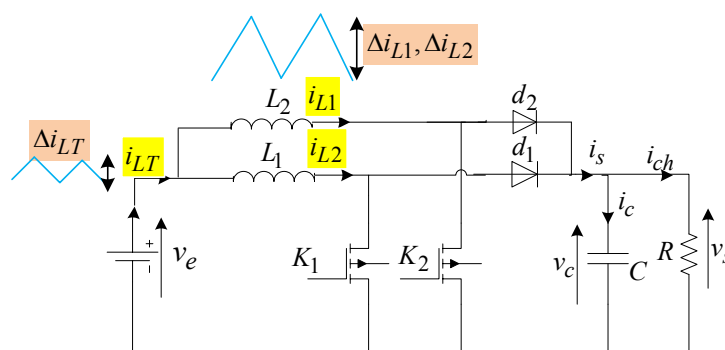


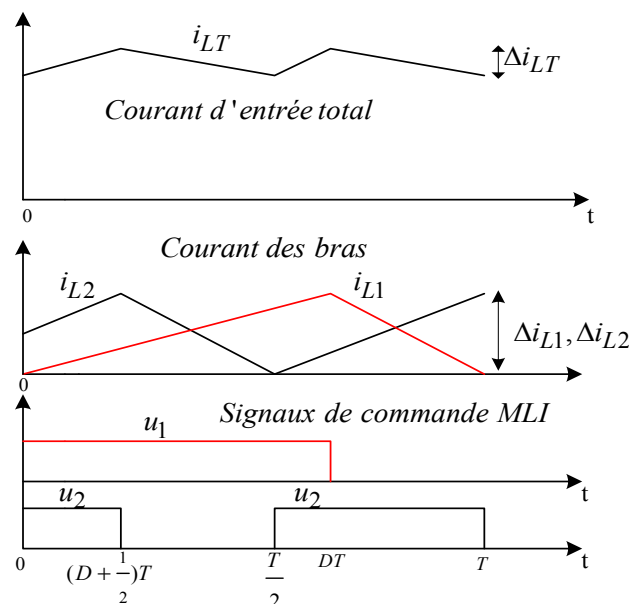
Figure I.8 : Structure du convertisseur boost entrelacé à deux bras.

Les deux Mosfet sont pilotés par deux signaux MLI décalés de fréquence de commutation fixe  $f_c = 1/T_c$  et décalée l'un sur l'autre par  $T_c/2$ .

Comparée à la structure classique du convertisseur boost, l'entrelacement des convertisseurs permet une distribution de la puissance sur leurs bras ce qui permet de réduire les stresses sur les semi-conducteurs et apporte également plus de degrés de liberté en termes de flexibilité et de modularité par rapport à la structure classique [3].

Un autre avantage de l'entrelacement est que l'ondulation du courant total délivré par la source  $\Delta i_{LT}$  est plus faible que celle du courant dans chaque bras  $\Delta i_{L1}$  et  $\Delta i_{L2}$  (voir figure (I.9)) [6].

La figure (I.9) illustre l'intérêt de l'entrelacement de deux bras du convertisseur boost pour un rapport cyclique donné. On peut observer que l'ondulation du courant total d'entrée  $\Delta i_{LT}$  est plus faible que les ondulations des courants des bras  $\Delta i_{L1}$  et  $\Delta i_{L2}$ . Cette réduction issue du fait de l'entrelacement sur les formes d'ondes du courant en entrée en sortie du convertisseur. Par conséquent, une réduction de la taille des éléments passifs ainsi que les contraintes sur les éléments semi-conducteurs est obtenu par l'entrelacement [1].

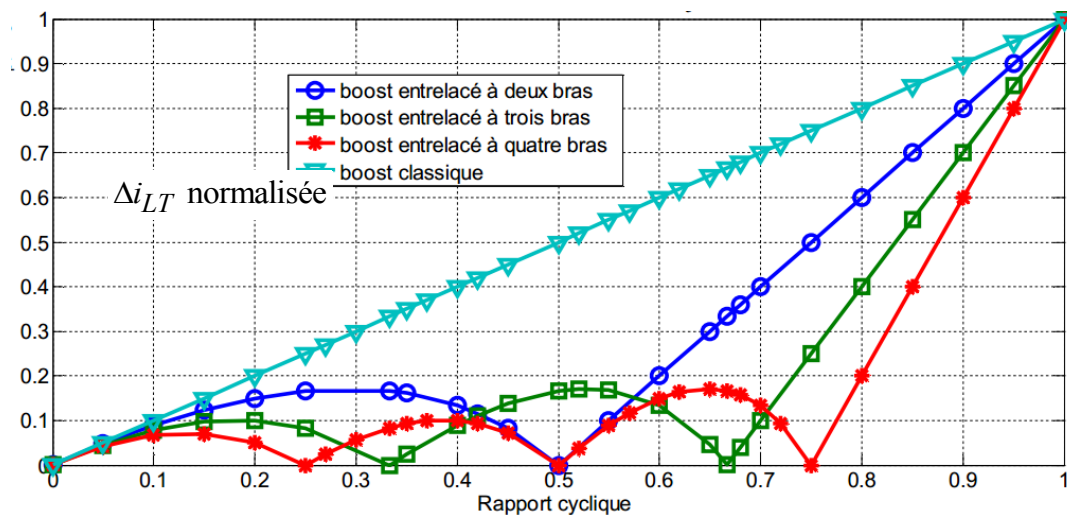


**Figure I.9 :** Formes d'ondes des courants du convertisseur boost à deux bras entrelacé.

Le tracé de l'évolution d'ondulation du courant d'entrée  $\Delta i_{LT}$  en fonction du rapport cyclique  $D$  et le nombre de bras  $n$  est présenté sur la figure(I.10). D'après la figure (I.10), on peut remarquer clairement que, l'ondulation du courant d'entrée diminue avec l'augmentation du

nombre des bras, tandis que sa variation en fonction du rapport cyclique  $D$  présente deux comportements différents. En effet, dans l'intervalle  $D \in [1 - \frac{1}{n}, 1]$ , l'ondulation du courant d'entrée augmente avec le rapport cyclique, d'une manière similaire au convertisseur boost classique; tandis que sa variation en fonction du rapport cyclique est non linéaire sur l'intervalle  $D \in [1 - \frac{1}{n}, 1]$ . En outre, la propriété la plus importante dans cet intervalle est que l'ondulation du courant s'annule périodiquement sur les valeurs du rapport cyclique,

$$D = \frac{l}{n}, \quad l = [1, 2, \dots, n-1] \quad [3].$$



**Figure (I.10)** : Ondulation du courant d'entrée total  $\Delta i_{LT}$  en fonction du rapport cyclique  $D$  et le nombre de bras  $n$  [3].

## I.4 Problème de déséquilibre des courants des bras

Les convertisseurs entrelacés sont utilisés dans plusieurs applications industrielles en raison de leurs avantages pour répondre au besoin en courant. Néanmoins, la moindre imperfection entre les composants du convertisseur peut conduire à un déséquilibre des courants de bras. Ces imperfections peuvent être liées aux composants actifs (résistances en conduction différentes, seuils de conduction différents), aux composants passifs (différentes résistances et des inductances des bobines) ou aux circuits de commande (les signaux n'ont pas le même rapport cyclique). Ce phénomène se traduit par un important stress thermique au niveau des semi-conducteurs ce qui influé sur la robustesse, la fiabilité et la durée de vie du système et peut dégrader les avantages de cette topologie [3].

## I.5 Modélisation du convertisseur boost entrelacé à deux bras

A partir de la [figure \(I.8\)](#), en appliquant la loi de Kirchhoff à l'entrée et la sortie du convertisseur, on trouve le système d'équation qui exprime la dynamique du convertisseur boost entrelacé à deux bras comme suit:

$$\begin{cases} L \frac{di_{L1}}{dt} = v_e - (1-u_1)v_s \\ L \frac{di_{L2}}{dt} = v_e - (1-u_2)v_s \\ C \frac{dv_c}{dt} = i_s - \frac{v_s}{R} \end{cases} \quad \text{avec: } t \in [0, T], \text{ et } u_1, u_2 \in \{0, 1\} \quad (\text{I.25})$$

Si on applique la valeur moyenne (sur période de commutation) sur [\(I.27\)](#) on obtient l'équation suivante:

$$\begin{cases} L \frac{\overline{di_{L1}}}{dt} = v_e - (1-D_1)v_s \\ L \frac{\overline{di_{L2}}}{dt} = v_e - (1-D_2)v_s \\ C \frac{\overline{dv_s}}{dt} = i_s - \frac{v_s}{R} \end{cases} \quad \text{avec: } t \in [0, T], \text{ et } D_1, D_2 \in [0, 1] \quad (\text{I.26})$$

Où,  $D_1$  et  $D_2$  sont les rapports cycliques des deux interrupteurs de puissance  $K_1$  et  $K_2$

## I.6 Conclusion

Ce chapitre présente une étude théorique sur le convertisseur boost classique et le boost entrelacé. Dans la première partie, nous avons présenté en détail la modélisation du convertisseur boost classique, ainsi que le dimensionnement de ses composants passifs, notamment la valeur minimale de l'inductance qui assure le fonctionnement dans mode de conduction continue. Ensuite, nous avons présenté les limitations du convertisseur boost classique en terme de puissance et en terme de qualité d'énergie fournit.

Dans la deuxième partie du chapitre nous avons présenté l'intérêt d'entrelacement, son principe de réalisation ainsi que quelques problématiques liée à cette technique. Ensuite, nous avons présenté le modèle mathématique du convertisseur boost à deux bras qui peut être utilisé pour contrôler le convertisseur.

## Chapitre II

### Commande linéaire du convertisseur boost entrelacés

#### II. 1 Introduction

Les convertisseurs DC-DC comme le boost classique et le boost entrelacé ont des comportements non linéaires et sont des structures variables en raison qu'ils présentent plusieurs états possibles au cours d'une période de commutation. De plus, de ces contraintes, le problème de déséquilibre des courants des bras dans le convertisseur boost entrelacé doit être strictement contrôlé. Pour cela, la synthèse de loi de commande joue un rôle principal pour contrôler ces gens de convertisseurs et améliorer leurs performances [7].

Ce chapitre sera focalisé sur la commande du convertisseur boost entrelacé. En premier temps, nous allons présenter la structure de commande synthétisée pour le boost entrelacé. Cette structure de commande sert à contrôler le convertisseur pour délivrer la tension désirée aux bornes de la charge et assurer en plus l'équilibrage des courants des bras [2], [3]. Ensuite, nous allons détailler la synthèse et le calcul des gains de chaque régulateur utilisé. Enfin, nous allons présenter et discuter les différents résultats de simulation obtenus.

#### II. 2 Principe de la Modulation de Largeur d'Impulsion

La modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM en anglais) est une technique utilisée pour piloter les convertisseurs de puissances (Onduleurs, hacheurs, redresseurs *PWM*...). Le principe de PWM est montré dans la [figure \(II.1\)](#), il consiste à comparer un signal de référence  $D$  (rapport cyclique) avec une onde de porteuse  $U_p$  (généralement de forme triangulaire ou dents de scie) caractérisée par une fréquence  $f_c$  (fréquence de commutation) [9]. Le signal de sortie de la modulation  $u$  (signal PWM) est généré selon l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{si } D \geq U_p \Rightarrow u = 1 \\ \text{sinon } u = 0 \end{cases}$$

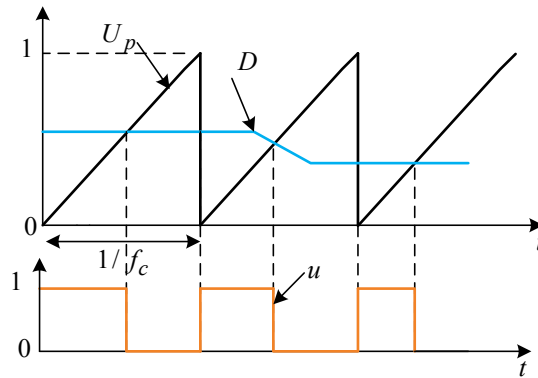


Figure (II.1): Principe de la modulation de largeur d'impulsion.

### II. 3 Commande linéaire du convertisseur boost à deux bras entrelacés

Le schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé débite une charge résistive est représenté par la Figure (II.2). L'objectif essentiel de cette commande est double. Le premier consiste à contrôler le convertisseur entrelacé à imposer la tension désirée aux bornes de la charge  $v_s^*$ . Tandis que le second objectif consiste à assurer l'équilibrage des courants des bras ( $i_{L1}, i_{L2}$ ).

Pour atteindre ces objectifs, deux boucles de régulation en cascade sont considérées comme le montre la figure (II.2). Dans la section suivante nous allons détailler la synthèse de régulateur utilisé dans chaque boucle.

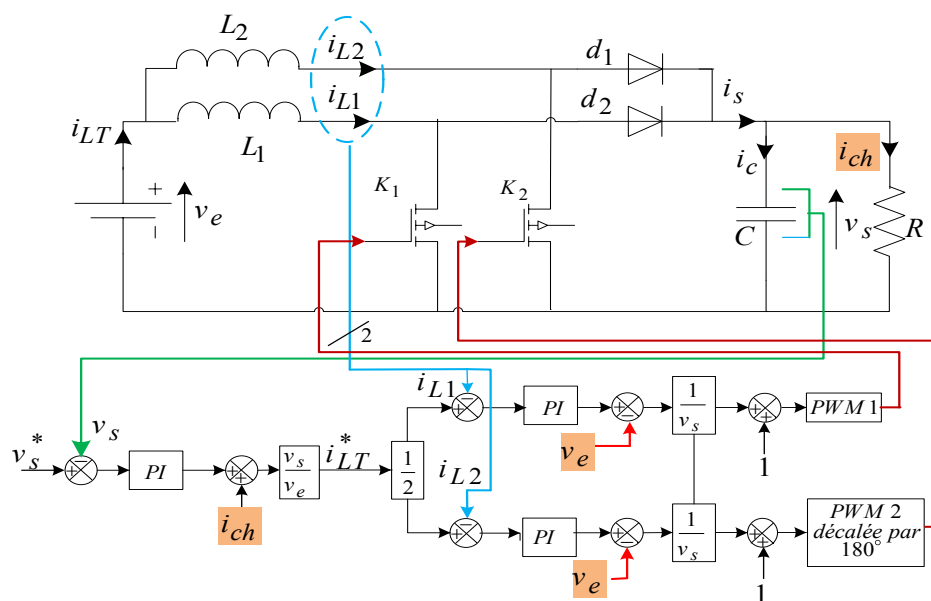


Figure (II.2): Schéma global de la commande du convertisseur boost entrelacé à deux bras.

### II. 3.1 Synthèse du régulateur de la tension de sortie du convertisseur boost entrelacé

Un régulateur du type proportionnel intégral (PI) dont la fonction de transfert est symbolisée par  $T_C(p)$  est retenu pour régler la tension de sortie du convertisseur entrelacé (tension de la charge). La sortie de ce régulateur donne la référence du courant  $i_c^*(t)$  à imposer dans le condensateur  $C$  selon l'équation suivante :

$$i_c^*(t) = k_{pv}e(t) + k_{iv} \quad (\text{II.1})$$

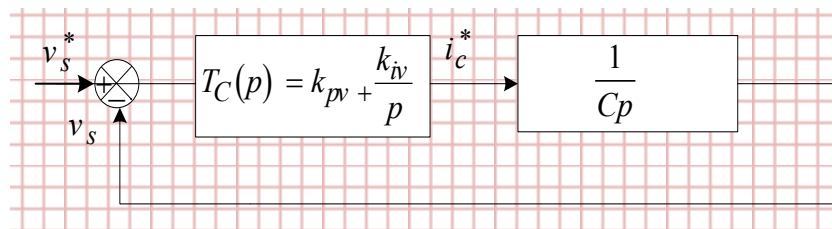
Où :  $e(t)$ ,  $i_c^*$ ,  $k_{pv}$  et  $k_{iv}$  représentent respectivement l'erreur à l'instant  $t$ , la commande générée par le régulateur et leur gains.

La fonction transfert du régulateur PI dans le domaine de la Laplace est donnée par:

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

Où :  $p$  est l'opérateur de Laplace.

La [Figure \(II.3\)](#) représente la boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur boost entrelacé.



**Figure (II.3):** Boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur entrelacé.

A partir du schéma de la [Figure \(II.3\)](#), la fonction de transfert en boucle fermée  $H_v(p)$  s'écrit comme :

$$H_v(p) = \frac{\frac{k_{pv}}{C} p + \frac{k_{iv}}{C}}{p^2 + \frac{k_{pv}}{C} p + \frac{k_{iv}}{C}} \quad (\text{II.3})$$

Pour calculer les gains du régulateur PI ( $k_{pv}$  et  $k_{iv}$ ), 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 fonction de transfert suivante:

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

Où,  $\xi_v$ ,  $\omega_{nv}$  représentent respectivement le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle du système.

Les gains du régulateur sont calculés par l'identification des deux fonctions de transfert (II.3) et (II.4), ils sont trouvés comme suit :

$$\begin{cases} k_{pv} = 2\xi_v \omega_{nv} C \\ k_{iv} = C \omega_{nv} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Finalement la consigne de deux boucles de régulation internes peut être calculée comme suit :

$$\frac{i_{LT}^*}{2} = \frac{1}{2} (i_c^* + i_{ch}) \frac{v_s}{v_e} \quad (\text{II.6})$$

### II. 3.2 Synthèse du régulateur des courants des bras

Dans la commande des convertisseurs entrelacés, il est indispensable de prise en considération le problème de déséquilibre des courant des bras en raison que ce déséquilibre ne conduit pas seulement à une distribution de puissance non uniforme entre les bras des convertisseur mais aussi à une perte de quelques avantages importants de cette structure tels que l'ondulation à l'entrée et à la sortie du convertisseur [2], [3].

Dans la figure (II.2), nous avons utilisé deux régulateurs PI pour assure le partage équitable du courant sur les deux bras du convertisseur entrelacé. La boucle de régulation est montrée dans la Figure (II.4).

Les deux régulateurs permettent de corriger l'erreur entre les courants des bras mesurés  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  et leur référence  $i_{LT}^* / 2$  calculée par (II.6). La sortie du chaque régulateur permet de déterminer la référence de tension à imposer aux bornes de chaque bobines comme suit:

$$v_{L1,2}^*(t) = k_{pc} e(t) + k_{ic} \quad (\text{II.7})$$

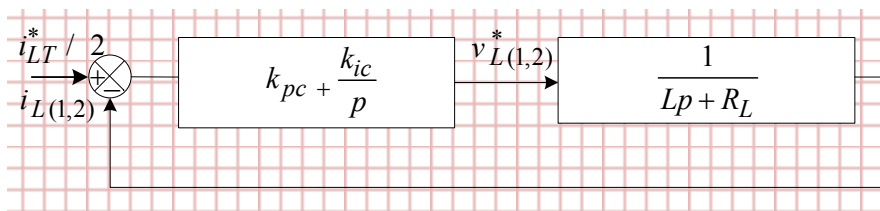


Figure (II.4): Schéma de régulation des courants des bras par un régulateur PI

Où  $R_L$  représente la résistance interne de la bobine.

A partir du schéma de la [Figure \(II.4\)](#), la fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit :

$$H_c(p) = \frac{\frac{k_{pc}}{L} p + \frac{k_{ic}}{L}}{p^2 + \frac{k_{pc} + R_L}{L} p + \frac{k_{ic}}{L}} \quad (\text{II.8})$$

L'identification de la fonction de transfert de [\(II.8\)](#) en boucle fermée avec celle d'un système de deuxième ordre de [\(II.4\)](#) conduit à :

$$\begin{cases} k_{pc} = 2\xi_c \omega_{nc} L - R_L \\ k_{ic} = L \omega_{nc}^2 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Où,  $\xi_c$ ,  $\omega_{nc}$  représentent respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation du système.

Enfin, les rapports cycliques du convertisseur boost entrelacé  $D_1$  et  $D_2$  assurant l'équilibrage des courants des bras sont calculés par la relation suivante :

$$\begin{cases} D_1 = 1 + \frac{v_{L1}^*(t) - v_e}{v_s} \\ D_2 = 1 + \frac{v_{L2}^*(t) - v_e}{v_s} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

## II. 4 Resultants de simulation:

### II. 4.1 Variation de la consigne de la tension de sortie

Dans ce test, nous allons vérifier les performances du convertisseur boost entrelacé à deux bras vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence en utilisant la structure de commande présentée dans la [figure \(II.2\)](#).

Les différents paramètres du convertisseur entrelacé sont listés dans le [Tableau \(II.1\)](#). Le scénario de la variation opté est le suivant:

$$de [0 s , 0,5s], v_s^* = 200V ;$$

$$de [0,5 s , 1s], v_s^* = 300V ;$$

de  $[1s, 1,5s]$ ,  $v_s^* = 400V$ .

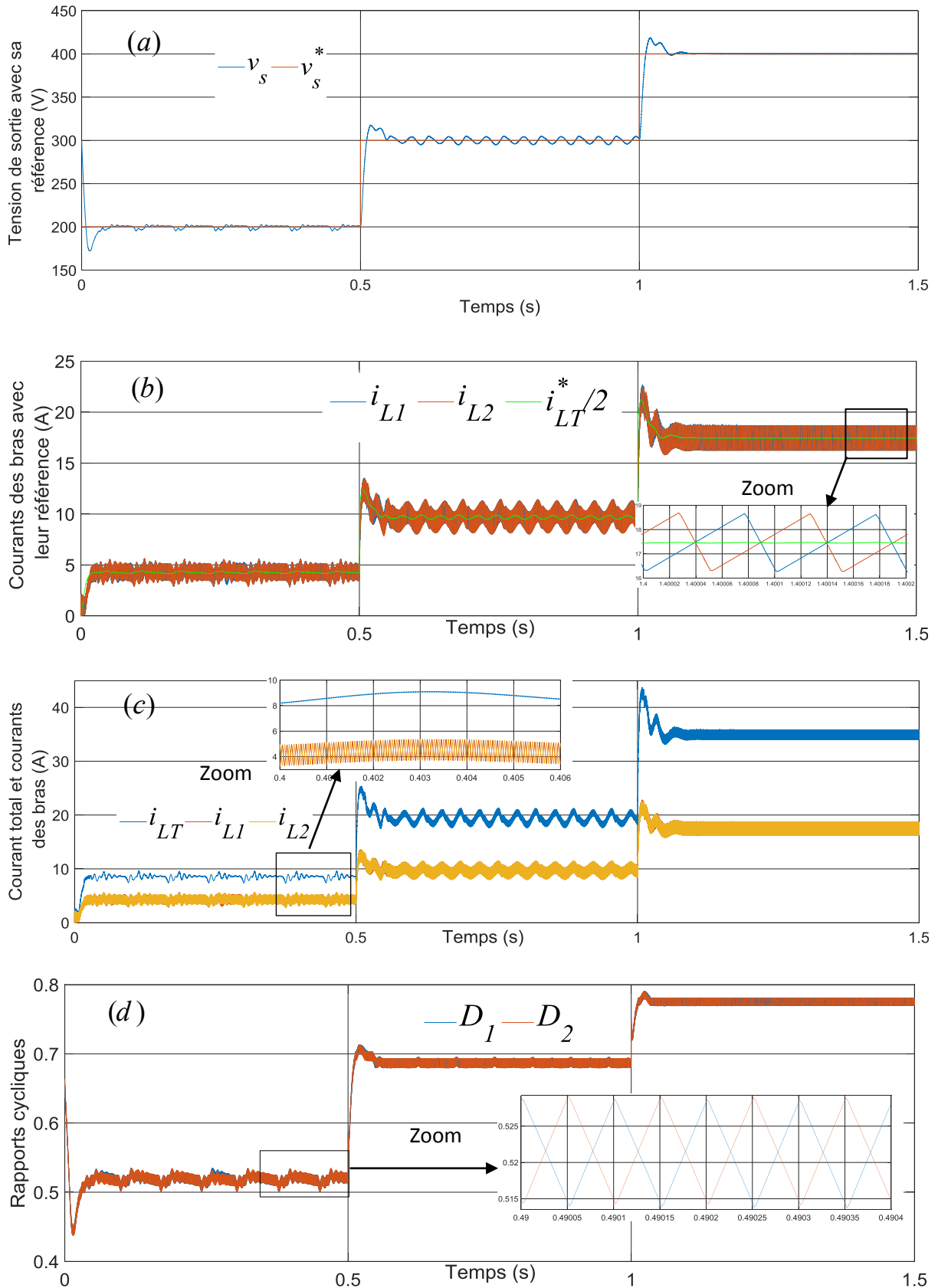
Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans la [figure \(II.5\)](#). La [figure \(II.5\) \(a\)](#), représente la variation de la tension du convertisseur boost entrelacé avec sa référence. D'après cette figure, on constate que la tension de sortie suit bien la tension de référence même avec les variations brusques considérées.

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

Paramètres	Valeurs
Tension d'entrée	$v_e = 100V$
Fréquence de commutation	$f_c = 10kHz$
Capacité du condensateur de sortie	$C = 330\mu F$
Inductances des bobines	$L_1 = L_2 = 3mH$
Résistance interne de la bobine	$R_L = 0.2\Omega$
Paramètres du régulateur de tension	$\xi_v = 1, \omega_{mv} = 100 \text{ rad} / s$
Paramètres du/des régulateur du courant/s	$\xi_c = 1, \omega_{nc} = 500 \text{ rad} / s$
Résistance de la charge	$R_{ch} = 50\Omega$

La [figure \(II.5\) \(b\)](#) présente les courants des bras avec leur référence. On constate que les courants des bras sont bien équilibrés (la moitié du courant total  $i_{LT}$  pour chacun), par conséquent une distribution uniforme de la puissance sur les bras de convertisseur est achevée.

La [figure \(II.5\) \(c\)](#) présente le courant totale du convertisseur entrelacé  $i_{LT}$  avec les courants des bras, on constate que le courant d'entrée présente des ondulations plus faibles que les courants des bras.



**Figure (II.5) :** Performances du convertisseur boost entrelacé vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence:(a) Tension de sortie avec sa consigne, (b) Courants des bras avec leur référence, (c) Courant totale à l'entrée du convertisseur  $i_{LT}$  et courants des bras, (d) Rapports cycliques.

La [figure \(II.5\) \(d\)](#) représente les rapports cycliques du convertisseur. D'après cette figure présente, on constate que le convertisseur réagit bien dans chaque variation ce valide la synthèse de la commande développée

Ces résultats valident la stratégie de la commande utilisé ; la synthèse des régulateurs, les avantages de l'entrelacement et confirme toute la théorie présentée dans ce chapitre.

## II. 4.2 Variation de la charge

Dans ce test, nous allons vérifier les performances du convertisseur boost entrelacé à deux bras vis-à-vis une variation de la charge dont les paramètres sont listés dans le [Tableau \(II.1\)](#). La structure de commande utilisée est toujours la même présentée dans la [figure \(II.2\)](#).

Le scénario de la variation de la charge est le suivant :

*de*  $[0\text{ s}, 0,5\text{s}]$ , Une seule charge est connectée au convertisseur boost entrelacé ( $R_{ch} = 50\Omega$  ) ;

*de*  $[0,5\text{ s}, 1.5\text{s}]$ , Une charge supplémentaire est connectée au convertisseur boost entrelacé ( $R_{ch} = 50\Omega + 25\Omega$  ).

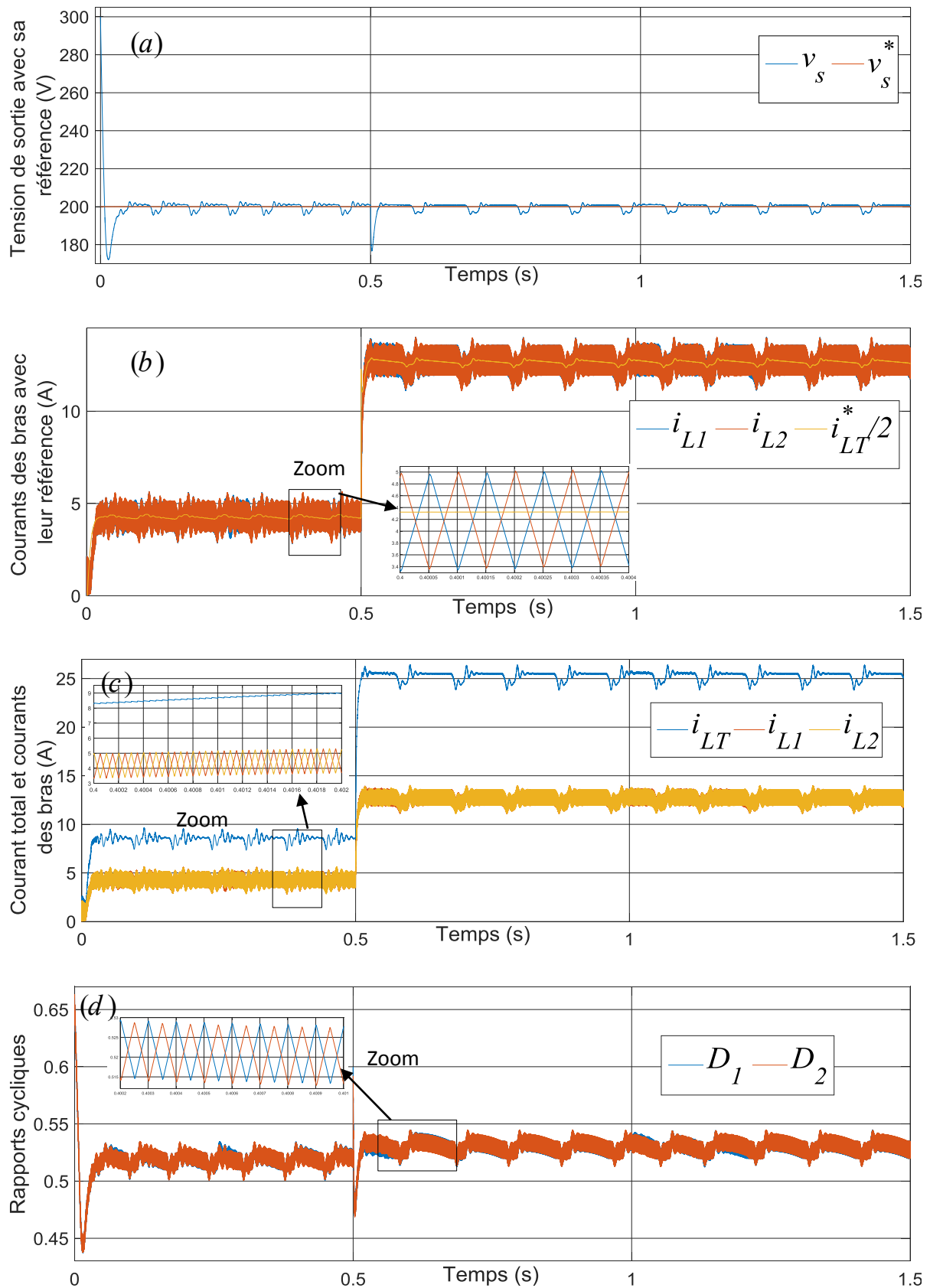
Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans la [figure \(II.6\)](#). La [figure \(II.6\) \(a\)](#) représente la variation de la tension de sortie du convertisseur boost entrelacé avec sa référence. D'après cette figure, on constate bien qu'une très bonne poursuite de la tension de sortie est obtenue même avec les variations de la charge à l'instant 0.5s.

La [figure \(II.6\) \(b\)](#) présente les courants des bras avec leur référence. On constate que les bras du convertisseur partage équitablement le courant totale du convertisseur entrelacé ce qui valide la bonne synthèse des régulateurs des courants des bras.

D'après la [figure \(II.6\) \(c\)](#), on constate que l'ondulation au niveau du courant totale du convertisseur entrelacé  $i_{LT}$  est plus faible que celles des courants des bras.

D'après la [figure \(II.6\) \(d\)](#) on constate clairement la réaction de la commande face à la variation de la charge à l'instant 0.5s ; cette réaction manifeste par des nouvelles valeurs des rapports cycliques.

Ces résultats valident autre fois la synthèse et l'efficacité de la commande synthétisée.



**Figure (II.6) :** Performances du convertisseur boost entrelacé vis-à-vis une variation brusque de la charge:(a) Tension de sortie avec sa consigne, (b) Courants des bras avec leur référence, (c) Courant totale à l'entrée du convertisseur  $i_{LT}$  et courants des bras, (d) Rapports cycliques.

## II. 5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons penché sur la commande linéaire appliquée sur le convertisseur boost entrelacé. Une structure de commande à base de régulateurs PI a été développée pour contrôler le convertisseur boost entrelacé à délivrer la tension désirée aux bornes de la charge et d'équilibrer également les courant des bras.

Pour vérifier l'efficacité de la commande développée nous avons procédé une variation brusque de la tension de référence et de charge. Les résultats obtenus sont montrés une excellente poursuite de la tension désirée aux bornes de la charge et un excellent équilibrage des courants des bras même avec les variations brusque de la consigne et de charge. De plus, une ondulation réduite du courant d'entrée au convertisseur entrelacé est obtenu.

Dans le chapitre suivant nous allons valider expérimentalement la commande synthétisée.

## *Chapitre III:*

# *Validation expérimentale d'une commande linéaire d'un convertisseur entrelacé à deux bras*

### **III. 1 Introduction**

Dans ce dernier chapitre, nous présenterons une validation expérimentale d'une commande linéaire d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras.

Tout d'abord, nous présenterons la plateforme expérimentale réalisée ainsi toutes les démarches qui concernent la réalisation des cartes de mesure, le circuit de pilotage, et la structures du convertisseur entrelacé. Ensuite, nous allons valider expérimentalement la commande en boucle fermée du convertisseur boost entrelacé et le convertisseur boost classique.

### **III. 2 Présentation et description de la plateforme du banc d'essai**

Dans cette section, nous allons présenter le banc d'essai réalisé. Comme illustre les [figure \(III.1\)](#) et [figure \(III.2\)](#), ce banc d'essai se compose d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras équipé d'un circuit de pilotage, charge résistive variable ECO 3Tubes (33  $\Omega$ , 7,6A, 600V), carte dSPACE MicroLabBox, des cartes de mesures, et carte d'alimentation. Les différents paramètres liés à cette plateforme expérimentale sont résumés dans le [tableau \(III.1\)](#).

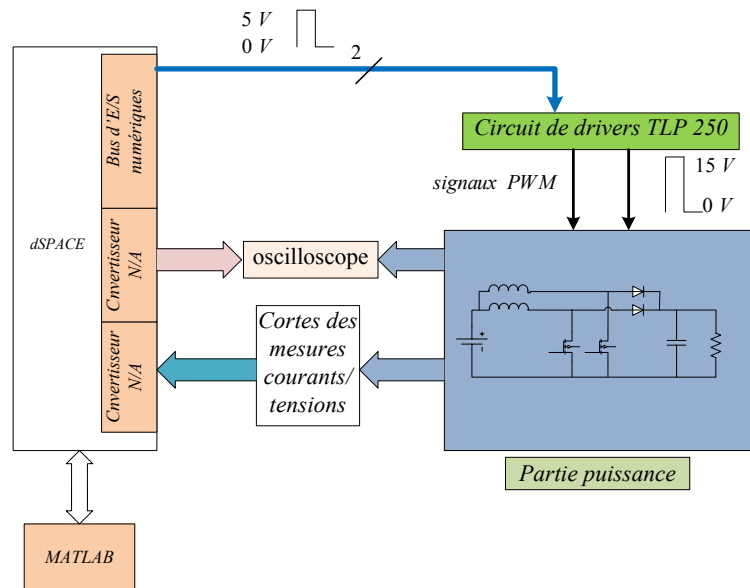


Figure (III.1): Schéma synoptique du banc d'essai réalisé.

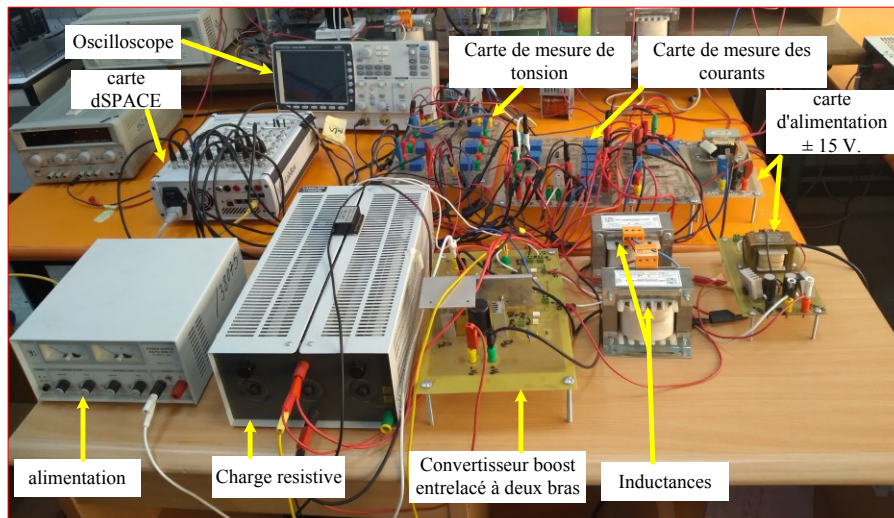


Figure (III.2): Photo du banc d'essai réalisé.

Tableau (III.1): Paramètres du banc d'essai expérimental

Source d'alimentation	$v_e = 15V$
Fréquence de commutation	$f_c = 10kHz$
Inductances des bobines	$L_1 = L_2 = 2mH$
Résistance interne de la bobine	$R_L = 0.2\Omega$
Résistance de la charge	$R_{ch} = 27\Omega$

### III.2.1 Convertisseur boost entrelacé à deux bras

Dans ce paragraphe nous allons présenter le convertisseur boost entrelacé à deux bras réalisé ainsi que son circuit de pilotage.

#### III.2.1.1 Circuit de pilotage des interrupteurs de puissance (driver)

Le circuit de pilotage est réalisé à base du driver TLP 250 [11] selon le schéma présenté dans la figure (III.3), le rôle de ce dernier est d'adapter les niveaux de tension et de courant des signaux de commande provenant de la carte de développement aux niveaux de tension et de courant nécessaires pour la commutation des interrupteurs de puissance.

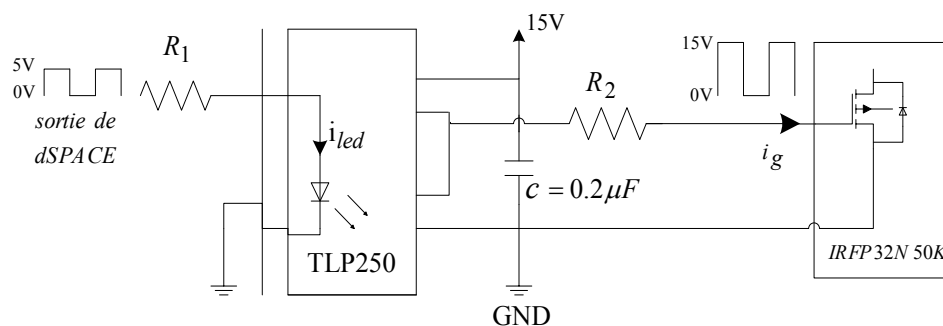


Figure (III.3): Schéma du circuit de pilotage et d'isolation du mosfet.

Où :

- la résistance  $R_1$  est utilisée pour limiter le courant traversant LED  $i_{led}$ .
- la résistance  $R_2$  est utilisée pour limiter le courant dans la gâchette  $i_g$ .

#### III.2.1.2 Structure du convertisseur boost entrelacé à deux bras

Le convertisseur boost entrelacé à deux bras est conçu à base de deux Mosfet IRFP32N50K [12] qui supportent une tension de 500V et un courant jusqu'à 32A, un condensateur polarisé CD293 (330µF, 400V) et deux diodes très rapides BYT30PI800 (800V, 30A) [13].

En raison de l'indisponibilité des inductances à base de ferrite, nous avons ajouté des bornes (fiche bananes) pour raccorder extérieurement des inductances à base de noyau de fer.



Figure(III.4): Photo du convertisseur boost entrelacé à deux bras réalisé.

### III.2.1.3 Carte dSPACE MicroLabBox

dSPACE a introduit une nouvelle plate-forme compacte de développement de système de commande pour le laboratoire. La MicroLabBox offre une grande puissance de calcul et des fonctionnalités très complètes. Elle simplifie la création, l'optimisation, les tests des contrôleurs et l'implémentation d'applications d'acquisition de données tout en permettant la maîtrise des coûts, autant pour l'industrie que pour les universités.

La MicroLabBox dispose d'un processeur temps réel dual-core de 2 GHz (PowerPC QorIQ P5020 Freescale) capable d'atteindre, selon l'application, des cycles rapides en boucle fermée de moins de 15  $\mu$ s. Pour les applications de commande extrêmement rapides, le FPGA intégré peut être utilisé pour les calculs à très grande vitesse. La technologie FPGA permet le traitement, exact, parallèle et rapide des E/S. La MicroLabBox inclut plus de 100 interfaces d'E/S très diverses de type analogique, numérique et comprend également des types d'E/S non conventionnels. Elle comporte des interfaces spécialisées telles que CAN, Ethernet et des encodeurs de position. De plus, l'alimentation de capteur intégrée de la MicroLabBox alimente les capteurs sans besoin à des alimentations supplémentaire [14].

La carte dSPACE est utilisée pour obtenir des mesures de courant et de tension via des convertisseurs A/N, exécuter l'algorithme de contrôle en temps réel, générer 2 signaux de contrôle (MLI) nécessaires pour le convertisseur boost entrelacé à deux bras à exécuter travers le bus E/S numérique du master. PPC, et également enregistrer les résultats sous forme de fichiers '.data'.



**Figure(III.5):** Photo de la carte de développement dSPACE MicroLabBox

### III.2.1.4 Carte de mesure des tensions

Pour mesurer les tensions nécessaire pour la loi de commande, nous avons utilisé une carte de mesure à base de capteur LV25-P[15] disponible au labo [16 ]. La [figure \(III.6\)](#) représente une photo de cette carte.

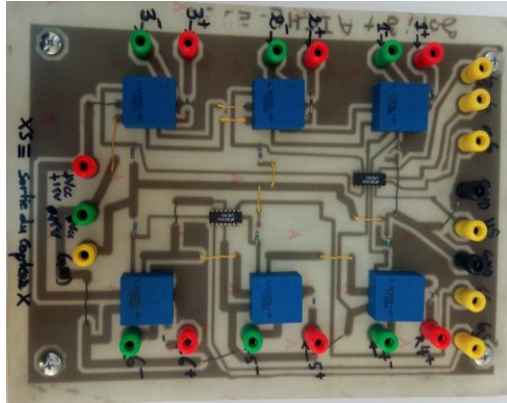


Figure (III.6): Carte de mesure des tensions.

Le capteur de tension LV 25-P a un rapport de conversion compris entre 1000 et 2500 et une tension mesurée jusqu'à 500V. Le circuit utilisé pour adapter les signaux d'entrée et de sortie du capteur LV25-P est illustré dans la figure (III.7)

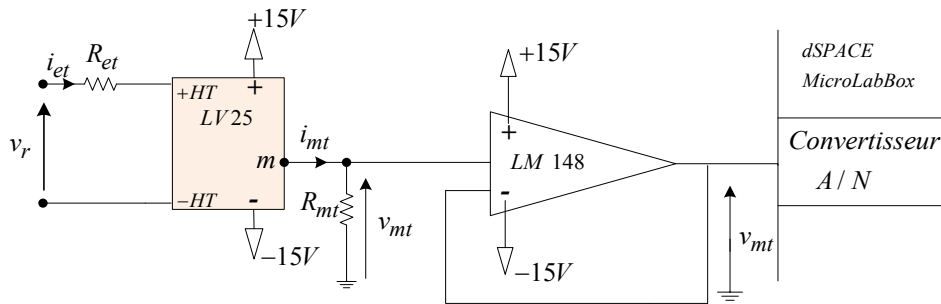


Figure (III.7): Schéma du circuit électrique utilisé pour la chaîne de mesure des tensions.

Le capteur *LV25-P* produit un courant de sortie  $i_{mt}$  proportionnel à la tension réelle mesurée  $v_r$  dont sa valeur maximale est  $i_{mt}(max) = 25 \text{ mA}$ . Ensuite, ce courant ( $i_{mt}$ ) est converti en une tension  $v_{mt}$  en utilisant une simple résistance de précision  $R_{mt}$  dont sa valeur est dimensionnée selon la tension maximale  $v_{mt}(max)$  désirée à la sortie du capteur. Tandis que la résistance à l'entrée du capteur  $R_{et}$  est dimensionnée pour que le courant d'entrée du capteur  $i_{et}$  ne dépasse pas la valeur donnée par le constructeur  $10 \text{ mA}$

Pour notre cas, on désire que la tension de sortie maximale du capteur soit  $v_{mt}(max) = \pm 5 \text{ V}$ , alors  $R_{mt} = 5 \text{ V} / 25 \text{ mA} = 200 \Omega$ .

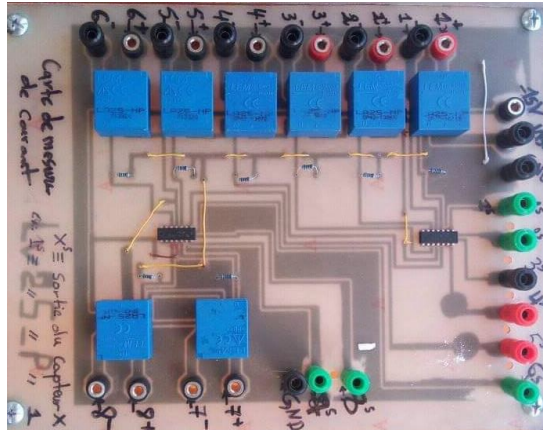
D'un autre côté, si on choisit la tension maximale à mesurer  $v_r(max) = 50 \text{ V}$  la résistance  $R_{et}$  est calculée par  $R_{et} = 50 \text{ V} / 10 \text{ mA} = 5 \text{ k}\Omega$

Finalement, la valeur réelle de la tension mesurée est calculée par la relation suivante :

$$v_r = v_{mt} \frac{v_r(\max)}{v_{mt}(\max)}$$

### III.2.1.5 Carte de mesure des courants

Pour mesurer les courants, nous avons utilisé une carte de mesure à base de capteurs LEM-LA 25-NP à effet Hall disponible au labo [17], la figure (III.8). La figure (III.9) montre le circuit électrique utilisé pour adapter les signaux à l'entrée et à la sortie du capteur LA-25NP.



Figures (III.8): carte de mesure des courants réalisée.

Comme montre la figure (III.9), le capteur LA-25NP [18] produit un courant  $i_{mc}$  proportionnel au courant réel  $i_r$  avec un rapport de conversion configurable (1/1000,2/1000,3/1000,4/1000 ou 5/1000) La valeur maximale du courant de sortie dépend du gain choisi, par exemple un gain de 1/1000 correspond à un courant  $i_{mc}(\max) = 25mA$ . La valeur du courant  $i_{mc}$  est ensuite convertie en une tension  $v_{mc}$  à travers une résistance de précision  $R_{mc}$  placée à la sortie du capteur. La valeur de cette dernière est dimensionnée selon la tension maximale désirée à la sortie du capteur  $v_{mc}(\max)$ .

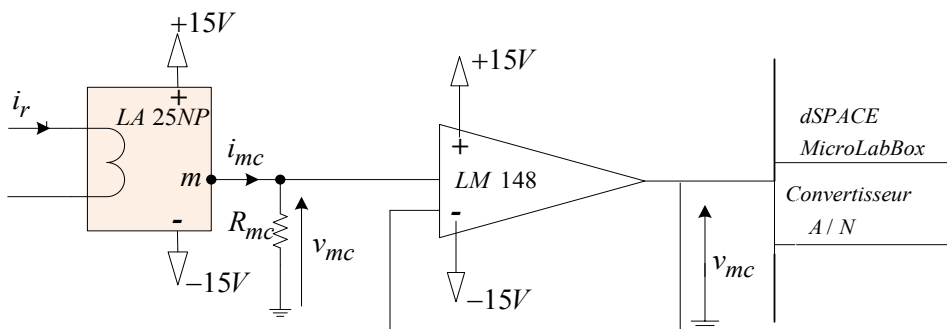


Figure (III.9): Schéma du circuit électrique utilisé pour la chaîne de mesure des courants.

Pour notre cas, nous avons choisi un gain de 1/1000, et une tension à la sortie du capteur n'excède pas le 5V, alors la résistance de mesure est  $R_{mc} = 5V / 25mA = 200 \Omega$ . Ainsi la valeur du courant réel mesuré est calculée théoriquement par la relation suivant :

$$i_r = v_{mc} \frac{i_{mc}(\max)}{v_{mc}(\max)} 1000$$

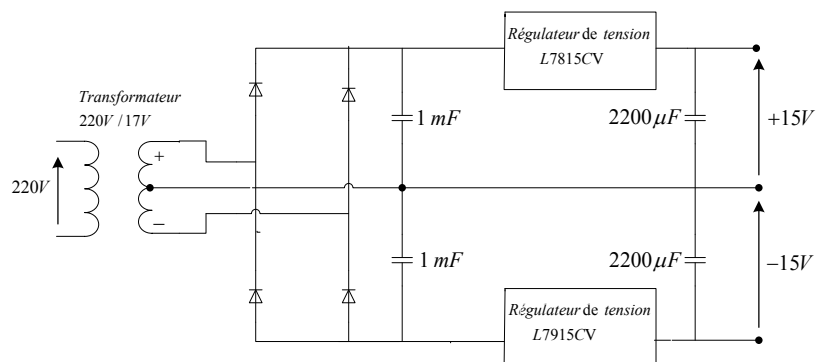
### III.2.1.6 Alimentation bipolaire $\pm 15V$

Pour alimenter les différentes cartes électroniques telles que les cartes des mesures et partie de pilotage de convertisseur, à partir d'une source d'alimentation nous avons réalisé une alimentation bipolaire  $\pm 15V$  via une carte d'alimentation qui est illustrée sur la Figure.(III.10).



Figures (III.10): Photo de la carte d'alimentation  $\pm 15V$  réalisée.

La configuration de base de cette carte est basée sur un transformateur ( $220V / \pm 17$ ) suivi d'un pont redresseur à diode, de condensateurs filtrants  $330mF$  et de deux régulateurs de tension L7815CV [19] et L7915CV.[10] Le schéma de circuit de la carte est indiqué dans la Figure(III.11).

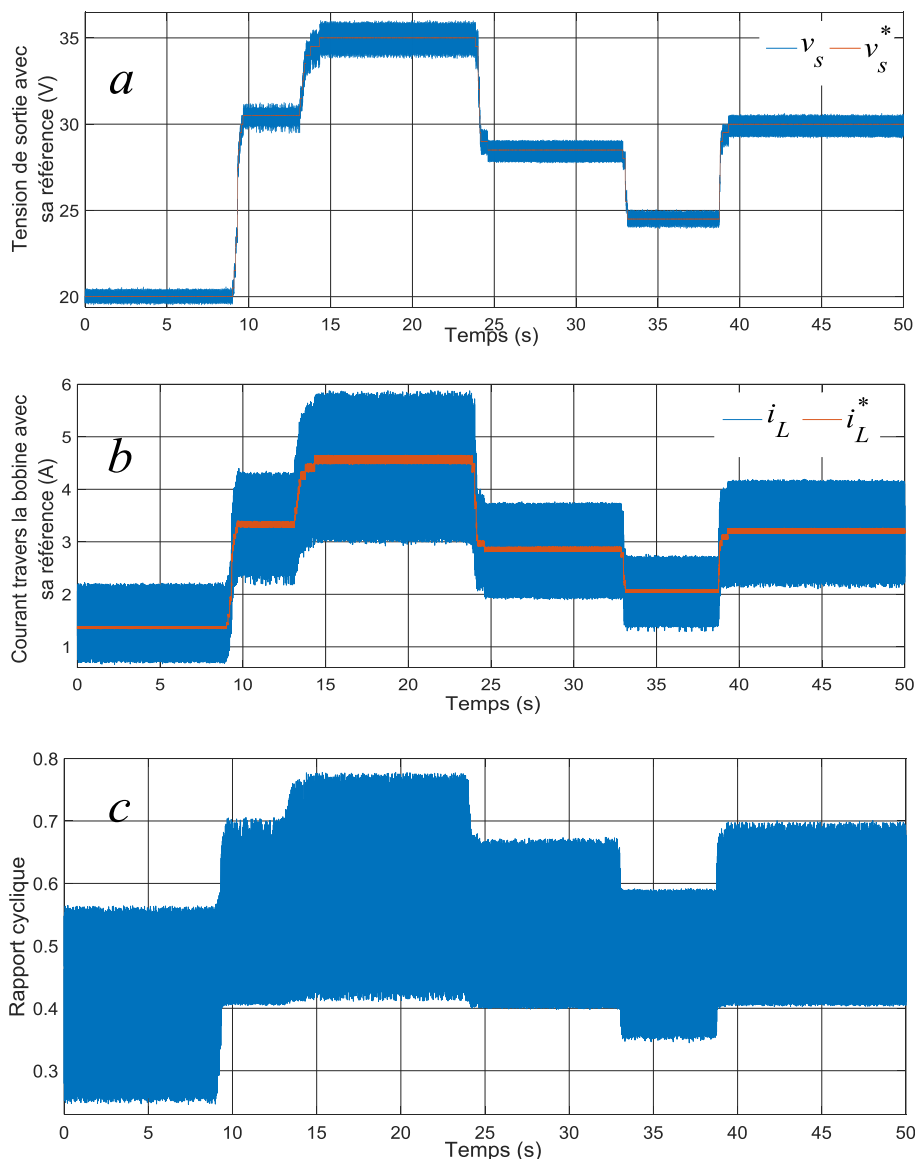


Figure(III.11): Schéma du circuit d'alimentation continue  $-15V, +15V$ .

### III. 3 Résultats expérimentaux

#### III.2.2 Validation expérimentale de la commande en boucle fermée du convertisseur boost classique

Pour vérifier le bon fonctionnement de la structure du convertisseur réalisé, nous avons tout d'abord testés un seul bras du convertisseur entrelacé (i.e. convertisseur boost classique) vis-à-vis des variations de la tension de référence. A noter que tous les résultats expérimentaux présentés dans cette section sont enregistrés via l'interface ControlDesk de la carte dSPACE. La figure (III.12) montre les résultats expérimentaux obtenus.



**Figure (III.12)** : Performances du convertisseur boost classique vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence:(a) Tension de sortie avec sa consigne, (b) Courant traversant la bobine avec sa référence, (c) Rapport cyclique du convertisseur.

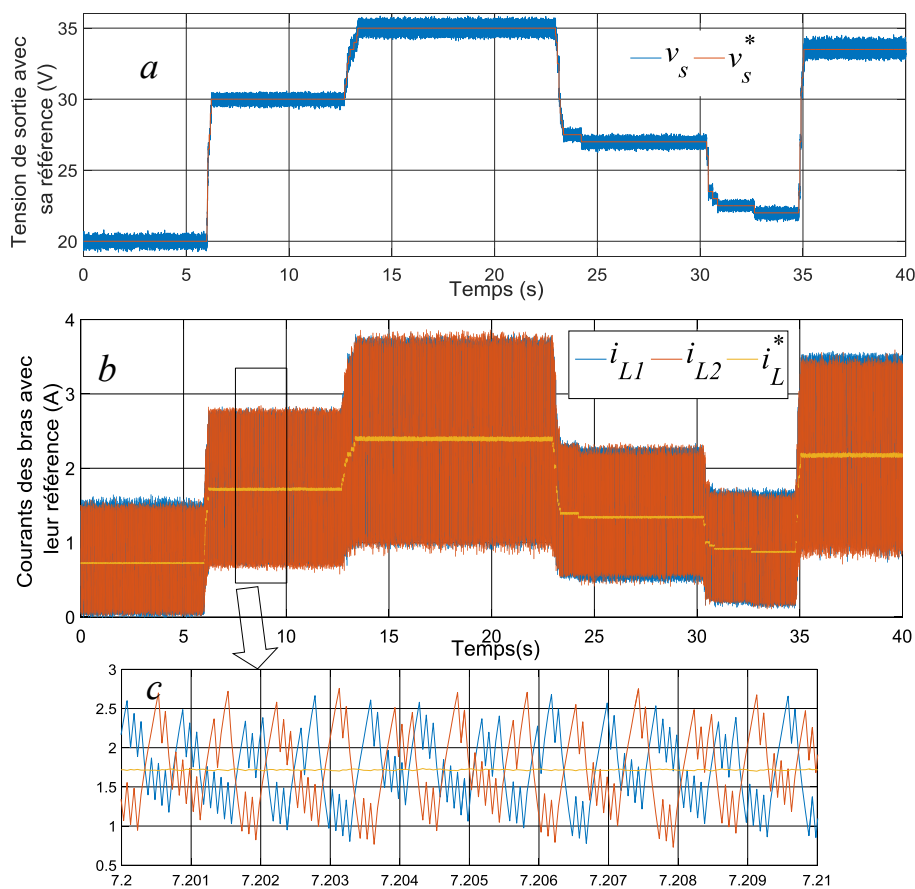
La figure (III.12) (a), représente la variation de la tension du convertisseur boost classique avec sa référence. D'après cette figure, on constate que la tension de sortie suit bien la tension de référence même avec les variations brusques considérées.

La figure (III.12) (b), montre l'évolution du courant traversant la bobine avec sa référence. D'après cette figure on constate que le courant de l'inductance suit parfaitement sa référence ce que valide la bonne synthèse du régulateur du courant et le calcul de ses gains.

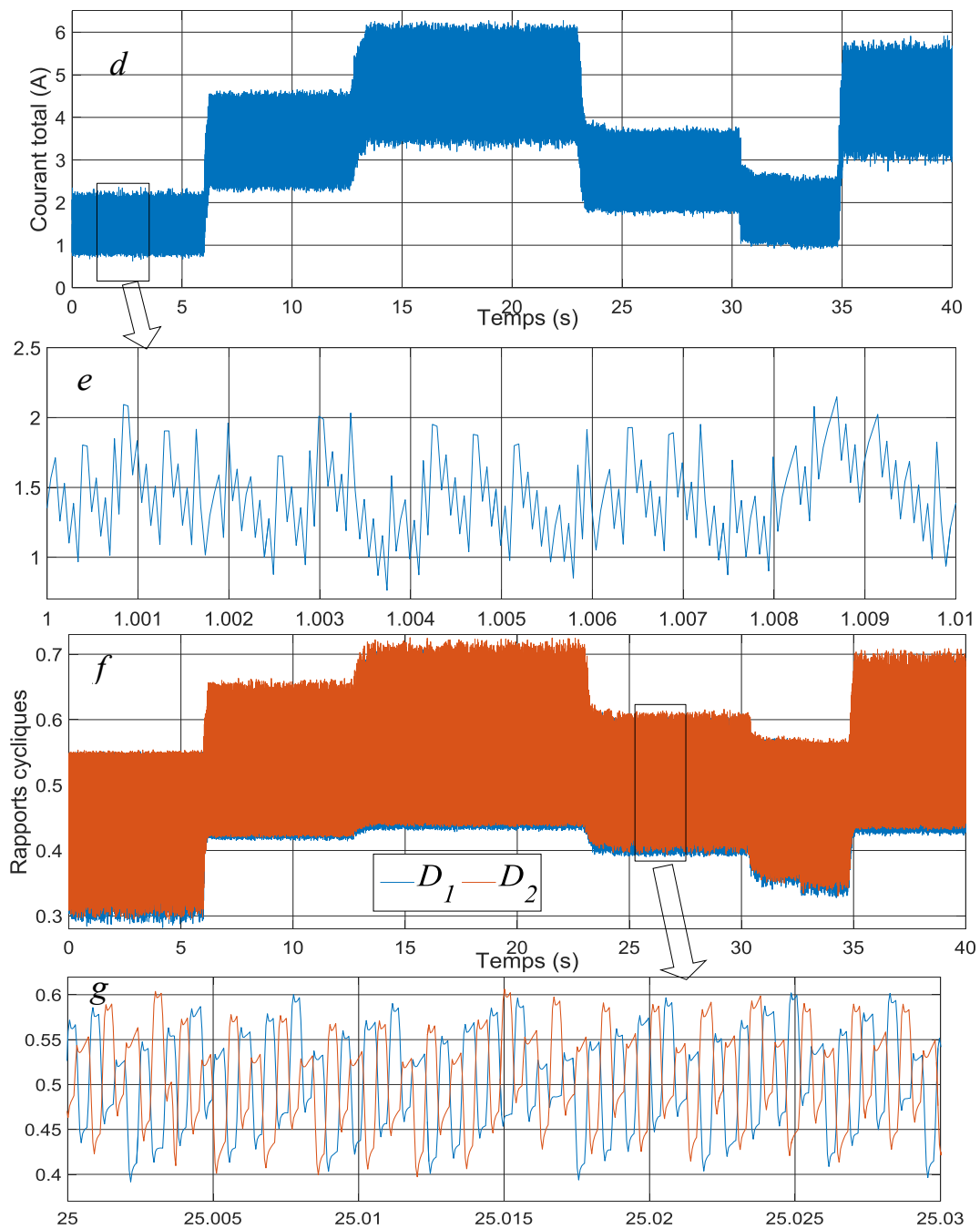
La figure (III.12) (c) présente les variations du rapport cyclique, d'après cette figure on constate bien que le convertisseur a réagi bien face aux variations de la tension de référence.

### III.2.3 Validation expérimental de la commande en boucle fermée du convertisseur boost entrelacé à deux bras

Dans ce paragraphe, nous allons vérifier expérimentalement les performances du convertisseur boost entrelacé à deux bras vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence. Les résultats expérimentaux obtenus sont présentés dans la figure (III.13).



**Figure (III.13) :** Performances du convertisseur boost entrelacé à deux bras vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence:(a) Tension de sortie avec sa consigne, (b) Courant des bras avec leurs référence, (c) Zoom des courant des bras avec leurs référence, (d) Courant total (e) Zoom du courant total (f) Rapports cycliques, (g) Zoom des rapports cycliques.



**Figure (III.13) (suite)** : Performances du convertisseur boost entrelacé à deux bras vis-à-vis une variation brusque de la tension de référence:(d) Courant total à l'entrée du convertisseur  $i_{LT}$ , (e) Zoom de courant total à l'entrée du convertisseur  $i_{LT}$ , (f) Rapports cycliques, (g) Zoom de rapports cycliques

La figure (III.13) (a), représente la variation de la tension du convertisseur boost entrelacé avec sa référence. D'après cette figure, on constate que la tension de sortie suit bien la tension de référence même avec les variations brusques considérées.

Les [figure \(III.13\) \(b\)](#) et [figure \(III.13\) \(c\)](#) présentent les courants des bras avec ses référence. D'après ces figures on constate que les courants des bras sont bien équilibrés (la moitié du courant total  $i_{LT}$  pour chacun).

Les [figure \(III.13\) \(d\)](#) et [figure \(III.13\) \(e\)](#) présentent le courant totale à l'entrée du convertisseur  $i_{LT}$ . La figure montre que le courant d'entrée présente des ondulations plus faible que les courants des bras.

Les [figure \(III.13\) \(f\)](#) et [figure \(III.13\) \(g\)](#) présentent les rapports cycliques. D'après ces figures, on constate que le convertisseur réagit bien dans chaque variation de la tension de référence ce qui valide la synthèse de la commande développée dans le chapitre II.

Ces résultats expérimentaux valident la stratégie de la commande utilisée ; la synthèse des régulateurs, les avantages de l'entrelacement et confirme toute la théorie présentée dans les chapitre I et II.

## **III. 4 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons étudié expérimentalement la commande en boucle fermée du convertisseur boost entrelacé à deux bras. En premier temps, nous avons présenté en détail le banc d'essai utilisé pour la validation. Ensuite, nous avons testé les performances du convertisseur boost classique et le boost entrelacé vis-à-vis des variations de la tension de référence. Les résultats expérimentaux obtenus ont été montré une excellente poursuite de la tension de référence et bon équilibrage du courant des bras.

### *Conclusion générale*

Les travaux de ce mémoire sont focalisés sur le convertisseur boost entrelacé à deux bras. Le mémoire est organisé en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié la théorie du convertisseur boost classique et le boost entrelacés. Dans la première partie de chapitre, nous avons présenté la modélisation du convertisseur boost classique, le dimensionnement de ses composants passifs. Ensuite, nous avons présenté les limitations du convertisseur boost en terme de puissance et en terme de qualité d'énergie fournit. Dans la deuxième partie, nous avons présenté l'intérêt d'entrelacement, son principe de réalisation ainsi que les problématiques liées aux convertisseurs entrelacés. Dans la fin de chapitre, nous avons développé un modèle mathématique dédié à la commande du convertisseur boost à deux bras .

Dans le deuxième chapitre de ce mémoire nous avons focalisé notre étude sur la commande en boucle fermée du convertisseur boost entrelacé. Premièrement, nous avons présenté le principe de la modulation de largeur d'impulsion et la synthèse des régulateurs PI utilisés. Pour tester les performances de la commande, nous avons procédé à plusieurs tests de robustesse tels que la variation de la charge et la variation de la consigne de la tension de sortie. Les résultats obtenus ont été montré des bonnes performances en termes de la poursuite de la tension de sortie et l'équilibrage des courants des bras.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté une validation expérimentale de la commande en boucle fermée d'un convertisseur boost classique et d'un convertisseur boost entrelacé à deux bras. En premier temps nous avons présenté les différentes cartes électroniques réalisées. Ensuite, nous avons vérifié pratiquement les performances des deux convertisseurs vis-à-vis des variations brusques de la tension de référence. Les résultats expérimentaux obtenus ont été montré une bonne performance en termes de la poursuite de la tension de sortie et l'équilibrage des courants des bras.

## ***Bibliographie***

- [1] NETTARI Yakoub, "Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC ", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université Ferhat Abbas, Sétif 2014.
- [2] ZORIG Anwar et GHADBANE Houssam Eddine, " Simulation par PIL de la commande par mode glissant de deux convertisseurs Buck et Boost entrelacés", Mémoire de Master en Electrotechnique, Université de M'sila, 2019.
- [3] Abdelmalik ZORIG," Commande non linéaires d'une source décentralisée photovoltaïque à base de convertisseur de puissance entrelacés et parallèles ", Thèse de Doctorat, Université Amer Telidji Laghouat, 2017.
- [4] Abdelmalik ZORIG," Modélisation et commande d'un système de production d'énergie photovoltaïque couplé au réseau triphasé", Mémoire de Master en Electronique, Université de M'sila, 2011.
- [5] Joël Redoutey, "Alimentations à découpage", Mémoire de Troisième année, Conception des Systèmes Automatisés, Centrale Marseille.
- [6] Layaida Mohammed et Boukhouidem belkacem," Commande par backsteppin d'un convertisseur DC-DC entrelacée", Mémoire de Master en Electrotechnique, Université de M'sila, 2018 /2019.
- [7] M. BERROUBI Abdennoure, "Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost intégrés dans un système photovoltaïque", Mémoire de Master en Electrotechnique, Université de M'sila, 2015/2016
- [8] Saidi Fatiha et Hamouche Khawla, "Implémentation d'un régulateur de type trois pour convertisseur DC-DC sur DSP", Mémoire de Master en Electrotechnique, Université de M'sila, 2017.
- [9] Fiche technique d'Optocoupleur TLP 250, fournie par le fabricant, site web [www.toshiba.semicon-storage.com](http://www.toshiba.semicon-storage.com).
- [10] Fiche technique de Mosfet IRFP32N50K, fournie par le fabricant, site web [www.digikey.com](http://www.digikey.com).
- [11] Fiche technique de la diode BYT30PI800, [www.chipdocs.com](http://www.chipdocs.com).
- [12] Site web de la société dSPACE  
<https://www.dspace.com>.

## Résumé

Dans ce travail nous avons étudié et réalisé un convertisseur boost entrelacé à deux bras piloté par une carte dSPACE. Premièrement, des modèles mathématiques sont développés pour le convertisseur classique et le convertisseur boost entrelacé. Ensuite, une structure de commande linéaire pour le convertisseur boost entrelacé a été développée, testée et validée par simulation. Enfin, un banc d'essai équipé d'un convertisseur entrelacé à deux bras, cartes des mesures, carte dSPACE a été présenté et utilisé pour valider la structure de commande synthétisée pour le boost entrelacé.

**Mots clés :** Convertisseur DC-DC classique ; Convertisseur DC-DC entrelacé, régulateur PI, PWM, commande en boucle fermée.

### ملخص

في هذا العمل قمنا بدراسة معمقة مع تحقيق تطبيقي لمحول رافع للتوتر ذو ذراعين متشابكين<sup>1</sup>، كما قمنا بإعداد نظام تحكم خطي لهذا الأخير باستعمال بطاقة dSPACE MicroLabBox.

أولاً، تم دراسة وتحليل النماذج الرياضية لمحول رافع التوتر الكلاسيكي<sup>2</sup> ومحول رافع التوتر المتشابك. ثم تم دراسة وانجاز نظام تحكم خطي لمحول رفع التوتر المتشابك يغذي حمولة خطية<sup>3</sup>، واختباره والتحقق من صحته عن طريق المحاكاة<sup>4</sup>. وأخيراً، قمنا بعرض وشرح لوحة النموذج التجريبي المنجزة<sup>5</sup> والمجهزة بمحول رافع للتوتر متشابك يغذي حمولة خطية، لوحات قياس للتوترات والتيارات الكهربائية و بطاقة dSPACE MicroLabBox ثم قمنا بإجراء عدة اختبارات تطبيقية على هذا النموذج التجريبي لتأكيد نجاح الانجاز التطبيقي لمحول رفع التوتر المتشابك وكذلك نظام تحكمه الخطي.

**كلمات مفتاحية:** محول رافع للتوتر كلاسيكي، محول رافع للتوتر متشابك، تحكم خطي.

<sup>1</sup> Interleaved boost converter.

<sup>2</sup> Conventional boost converter.

<sup>3</sup> linear load.

<sup>4</sup> Simulation.

<sup>5</sup> Experimental prototype.