

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET



FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : commandes électriques

THÈME

**Etude et conception d'un convertisseur DC-DC
multi-phasé**

Préparé par :
BENALI Ahmed Ala Eddine
KOUADRIA Youcef El Rachid

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
S.Kouadria	MCB	Président
B.Belabbas	MCA	Examineur 1
S.Laribi	MCA	Examineur 2
A. Safa	MCB	Encadreur
M.Gouichiche	MCA	Co-Encadreur

PROMOTION 2019 /2020

REMERCIEMENTS

Louanges tout d'abord à Allah qui nous a donné les facultés nécessaires pour Réaliser notre Mémoire de master et que le salut et la Paix soient sur son prophète Mohamed.

Nos reconnaissances et nos remerciements vont ensuite aux personnes ci-après :

Nos parents qui n'ont épargné aucun effort et lésiné sur aucun moyen pour nous permettre d'accomplir nos études, de même que nos frères, sœurs et amis qui, eux aussi, ont contribué à leur manière dans cette réussite.

Notre encadreur, Monsieur **Dr. SAFA Ahmed**, qui nous a prodigué les conseils nécessaires et orienté judicieusement pour l'élaboration de ce document.

Notre Co encadreur, Monsieur **Dr. GOUICHICHE Abdelmadjid** pour ses encouragements et pour l'aide et l'assistance qu'il nous a apportées pour accomplir ce travail. Nous tenons à signaler particulièrement sa disponibilité et sa motivation pour l'intérêt qu'il a porté à ce sujet.

Monsieur Pr. MESLEM Youcef, pour nous avoir soutenu et donné certains moyens utiles à même de parfaire ce travail.

Tous les membres du laboratoire LGEP : Dr. CHIBANI, Dr. KOUADRIA, Dr. DAIB, CHEDJARA, ABOU, BADAOU, MACHTOUNE pour nous avoir soutenus, aidés et encouragés afin qu'on puisse terminer ce travail.

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
CHAPITRE I	
I.1 Introduction	3
I.2 Convertisseurs statiques DC- DC multi-phasés.....	3
I.3 Convertisseur statique DC- DC multi-phasé parallèle	3
I.3.1 Fonctionnement d'un convertisseur statique DC- DC multi-phasé parallèle	5
I.4 Intérêts des convertisseurs DC-DC multi phasés.....	9
I.5 Etat de l'art	10
I.6 Objectif de mémoire	10
I.7 Conclusion.....	11
CHAPITRE II	
II.1 Introduction	12
II.2 Modélisation du convertisseur statique boost multi-phasé	12
II.3 Modèle Statique	12
II.3.1 Hacheur Boost une phase.....	12
II.3.2 Hacheur Boost a deux phases	14
II.4 Généralisation sur n étages.....	18
II.5 Résultats de simulation.....	20
II.6 L'effet d'interleaving.....	21
II.7 Conclusion.....	24
CHAPITRE III	
III.1 Introduction.....	25
III.2 Modèle dynamique d'un boost a une phase	25
III.3 Fonction de transféré du convertisseur boost a une phase	27
III.4 Commande de la tension de sortie du convertisseur boost	28
III.4.1 Résultats de simulation.....	29
III.5 Commande en courant de la tension de sortie d'un convertisseur boost à une phase.....	32
III.5.1 Modèle simple par approche algébrique	32
III.5.2 Fonction de Transfert de la boucle de tension	34
III.5.3 Résultats de simulation	34
III.6 Contrôle de tension direct d'un boost a deux phases	38
III.6.1 Résultats de simulation.....	39
III.7 Commande en courant de la tension d'un convertisseur boost a deux phase	40
III.7.1 Résultats de simulation.....	41

SOMMAIRE

III.8 Commande par Mode glissant Des convertisseurs de puissance DC / DC	42
III.9 Commande par Mode glissant d'un boost a une phase	43
III.9.1 Résultats de simulation	44
III.10 Commande par Mode glissant d'un boost à deux phases.....	45
III.10.1 Résultats de simulation.....	46
III.11 Conclusion	47

CHAPITRE IV

IV.1 Introduction.....	48
IV.2 Schéma expérimental global	48
IV.2.1 Carte DSPACE.....	49
IV.2.2 Capteurs de mesures	50
IV.2.2.1 Capteurs de tension LV 25-P.....	51
IV.2.2.2 Capteurs de courant LTS 25-NP	51
IV.3 Choix des composants.....	52
IV.3.1 Transistors MOSFET	52
IV.3.2 L'opto-coupleur	52
IV.4 Schémas électroniques des convertisseurs boost	53
IV.5 Résultats expérimentaux	55
IV.5.1 Boost a une phase.....	56
IV.5.1.1 Test en boucle ouverte	56
IV.5.1.2 Commande du convertisseur boost a une phase en boucle fermée	56
IV.5.2 Boost deux phases.....	58
IV.5.2.1 Test en boucle ouverte	58
IV.5.2.2 Commande du convertisseur boost a deux étages en boucle fermée	59
IV.6 Conclusion	60
Conclusion Générale	61
Bibliographies	62

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I. 1. Structure des convertisseurs DC-DC multiphasé	4
Figure I. 2. Convertisseur Boost à deux étages	5
Figure I. 3. Convertisseur parallèle (Boost)	6
Figure I. 4. Convertisseur boost (interrupteur passant).....	6
Figure I. 5. Convertisseur boost (interrupteur bloqué).....	7
Figure I. 6. Convertisseur Boost à deux étages	7
Figure I. 7. Fonctionnement d'un Boost à deux étages en mode interleaving.....	8
Figure I. 8. Effet d'interleaving	9

Chapitre II

Figure.II.1 Convertisseur Boost une phase avec interrupteurs idéaux.....	12
Figure.II.2 Convertisseur Boost (interrupteur passant).....	12
Figure.II.3 Convertisseur Boost (interrupteur bloqué)	13
Figure.II.4 Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance « V_L »	13
Figure.II.5 Forme d'onde de courant qui circule dans la capacité « I_c »	14
Figure.II.6 Convertisseur Boost deux phases	15
Figure.II.7 Mode 1	15
Figure.II.8 Mode 2.....	16
Figure.II.9 Mode 3.....	16
Figure.II.10 Mode 4.....	17
Figure.II.11 Convertisseurs multi phase n étages	19
Figure.II.12 Schéma block du convertisseur Boost deux phases en boucle ouverte	20
Figure.II.13 Tension des deux inductances en BO	20
Figure.II.14 Courant de sortie du boost en BO.....	21
Figure.II.15 La sortie dans les deux applications INT et NINT a) tension b) courant.....	22
Figure.II.16 Effet d'interleaving pour Boost multi- phases	23

Chapitre III

Figure III. 1. Schéma canonique équivalent du modèle dynamique boost idéal	26
Figure III. 2. Convertisseur boost en boucle fermée	28
Figure III. 3. Schéma bloc du convertisseur boost en boucle fermée.....	28
Figure III. 4. Schéma bloc du Convertisseur boost en boucle fermée	29
Figure III. 5. Diagramme de Bode de la fonction de Transfert T_i sans réglage	30
Figure III. 6. La réponse fréquentielle de la fonction de transfert T_i avec $G_c=PI$	31
Figure III. 7. L'allure de tension sortie.....	31

LISTE DES FIGURES

Figure III. 8. Convertisseur boost a une phase avec Commande tension courant	32
Figure III. 9. Circuit équivalent à deux ports utilisés pour modéliser le Boost	33
Figure III. 10. Schéma bloc de la boucle de régulation	34
Figure III. 11. La réponse fréquentielle de la fonction de transfert Z_i sans régulation.....	35
Figure III. 12. La réponse fréquentielle de la fonction de transfert Z_i avec régulation	35
Figure III. 13. La réponse fréquentielle de fonction de transfert K_i sans régulation	36
Figure III. 14. La réponse fréquentielle de fonction de transfert K_i avec régulation.....	36
Figure III. 15. La réponse temporelle de la tension de sortie	37
Figure III. 16. Boost a deux phase avec Contrôle de tension	38
Figure III. 17. Schéma bloc du convertisseur boost a deux phase avec réglage de tension	39
Figure III. 18. La réponse temporelle de la tension de sortie d'un boost a deux phases	39
Figure III. 19. Convertisseur boost deux phases avec commande tension courant	40
Figure III. 20. Schéma bloc du convertisseur boost a deux phase, commande PMC.....	41
Figure III. 21. La réponse temporelle de la tension de sortie	41
Figure III. 22. La réponse temporelle des courants des inductances	42
Figure III. 23. La réponse de courant d'inductance d'un boost une phase avec SMC	44
Figure III. 24. La réponse de la tension de sortie d'un boost a une phase avec SMC	44
Figure III. 25. Modèle de convertisseur de puissance avec n phases	45
Figure III. 26. La réponse de la tension de sortie d'un boost a deux phases avec SMC.....	46
Figure III. 27. La réponse des courants des inductances d'un boost a deux phases avec SMC	46
Figure III. 28. La réponse de la tension de sortie d'un boost une et deux phases avec SMC.....	47

Chapitre VI

Figure IV. 1. Schéma du band essai expérimental.....	48
Figure IV. 2. Capteurs de tension LV 25-P.....	51
Figure IV. 3. Capteurs de courant LTS 25-NP	51
Figure IV. 4. Transistor de type MOSFET IRF 840	52
Figure IV. 5. Circuit interne du HCPL 3120.....	53
Figure IV. 6. Schéma global de l'hacheur parallèle à une phase en boucle fermée.....	53
Figure IV. 7. Schéma global de l'hacheur parallèle à deux phases en boucle fermée	54
Figure IV. 8. Résultat expérimental en boucle ouverte : (a) tension (b) courant	56
Figure IV. 9. Résultat expérimental de la tension en boucle fermée	57
Figure IV. 10. Résultat expérimental en boucle fermée (a) tension (b) courant	57
Figure IV. 11. Signale MLI des deux étages.....	58
Figure IV. 12. Résultat expérimental en boucle ouverte (a) tension (b) courant	59

LISTE DES FIGURES

Figure IV. 13. Résultat expérimental de la tension en boucle fermée	59
Figure IV. 14. Résultat expérimental en boucle fermée (a) tension (b) courant	60

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre II

Tableau.II.1	Paramètres du convertisseur.....	20
---------------------	----------------------------------	----

Chapitre III

Tableau.III.1	Paramètres boost a une phase avec control tension	29
Tableau.III.2	Les paramètres du convertisseur Boost avec (CPM)	34
Tableau.III.3	Les paramètres du convertisseur boost a deux phases	39

Chapitre IV

Tableau.IV.1	Paramètre et composants du Hacheur parallèle	57
Tableau.IV.2	Materiel de la manipulation	58

SYMBOLES

D_c :	Continue.
T_s :	la période.
F_s :	fréquence de commutation
F_{cr} :	fréquence de croisement (cross over frequency)
d :	rapport cyclique.
V_g :	Tension d'entrée.
V_o :	Tension de sortie.
V_L :	Tension aux bornes de l'inductances.
I_c :	Courant traversant le condensateur.
$V(t)$:	Tension de sortie.
I_L :	Courant traversant les inductances.
G_{vd} :	Fonction de transfert du Boost en boucle ouverte.
G_{d0} :	Le gain de la fonction de transfert du Boost.
q :	Facteur de puissance.
G_{vg} :	Perturbation.
G_c :	Fonction de transfert du régulateur.
Q :	MOSFET
D :	Diode
C :	Condensateur
L :	Inductance
R :	Résistance (charge)
T_i :	Fonction de transfert de la chaine directe ($G_c * G_{vd}$).
θ :	Marge de phase. 52°
G_0 :	Gain du régulateur PI.
V_{-ref} :	Tension de référence.
V_{-mes} :	Tension mesurée.
i_{co} :	Courant contrôlé.
S_1 :	Intercepteur du premier étage
S_2 :	Intercepteur du deuxième étage
U_1 :	Etat de l'interrupteur du premier étage
U_2 :	Etat de l'interrupteur du deuxième étage

ABBREVIATIONS

BO :	boucle ouverte.
BF :	Boucle fermée.
DC-DC:	Continu-continu.
INT:	Interleaving
NINT:	Non-Interleaving
Ph:	Phase
Mph:	Multi-phases
SMC :	Contrôle par mode glissant
PMC :	contrôle par la technique du courant maximum (Peak mode control)

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance est devenue une discipline imposante dans le milieu industriel et son implication dans les technologies récentes et très présente. En effet, elle consiste à concevoir des circuits spécifiques appelés convertisseurs statiques. Ces dernières ont pour but de convertir la forme de tension d'entrée à une autre forme de tension à la sortie selon le besoin d'application. On distingue plusieurs familles de convertisseurs transformant directement l'énergie électrique : Continu /Continu (Hacheur), Continu /Alternatif (Onduleur), Alternatif /Alternatif (Gradateur, matriciel, cyclo convertisseur), Alternatif / Continu (Redresseur).

Les convertisseurs DC - DC ou les hacheurs sont largement utilisés dans les appareils électroniques industriels ou commerciaux tels que les voitures hybrides ou électriques, les téléphones portables, les ordinateurs portables, et les systèmes photovoltaïques...etc. Les convertisseurs DC - DC fonctionnent exclusivement pour prendre une tension d'entrée continue fixe et la convertir pour produire un niveau différent de tension continue. Ils peuvent augmenter ou diminuer la tension continue d'entrée. Leur constitution est basée principalement sur des interrupteurs statiques commandés (généralement Mosfet ou IGBT), une diode, inductance et condensateur. Il existe trois topologies de base qui sont Boost (élevateur), Buck (abaisser), et Buck /Boost (abaisseur/élevateur). D'autres dérivées de ces trois topologies disponibles pour une utilisation telle que, Flyback, cuk, Push-Pull....

Les exigences des industriels en termes de puissance élevée et meilleurs rendements a mené les chercheurs à d'autres structures de convertisseurs DC-DC détrônant les limites des structures basiques. Parmi ces structures, on distingue les convertisseur DC-DC multi-phasées ou l'idée de base et de dupliquer le circuit de base en série ou en parallèle n fois selon les objectives souhaités. L'intérêt de tels circuits (multi phasés) réside dans leurs capacités de travailler à des puissances élevées avec minimum de perturbations

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le but d'étudier, concevoir et commander un convertisseur statique continu-continu (DC-DC) multi phasé (deux phases) de type boost (hacheur parallèle) à l'aide d'un calculateur numérique de type Dspace1104. Notre objectif principal est d'essayer d'investiguer les avantages du convertisseur DC-DC multi phasé par rapport à celui d'une seule phase.

INTRODUCTION GENERALE

Ainsi le travail est organisé comme suit :

Le 1^{er} chapitre sera consacré à une description Généralisée sur les convertisseurs DC-DC multi phasée, plus particulièrement l'hacheur parallèle en présentant leurs structures, topologie, avantages, inconvénients et l'effet du mode non simultanée (Interleaved). A la fin nous présentons un état de l'art ainsi les objectifs de notre mémoire

Le 2^{ème} chapitre présente une étude théorique détaillée sur la modélisation statique du convertisseur simple et multi phasée de type Boost. Afin d'obtenir des modèles simples. Sous le mode non simultané (interleaved mode). A la fin de ce chapitre l'effet du mode non simultané (interleaved mode) est présenté par des résultats de simulations.

Le 3^{ème} chapitre sera consacré à la description détaillée de la commande de la tension de sortie toute en contrôlant les courants des inductances (peak mode control). Ensuite nous développons la commande a mode glissant pour un boost d'une seule phase et un boost a deux phases. Une discussion sur les résultats de simulations obtenus est discutée à la fin de ce chapitre

Le 4^{ème} chapitre présente la partie expérimentale de notre convertisseur boost bi-phasé. L'algorithme de contrôle est implémenté dans une carte Dspace. Nous présentons à la fin les résultats expérimentaux de notre réalisation.

Et nous concluons notre travail avec une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE I

Généralités Sur Les Convertisseurs (DC-DC) Multi-Phases

I.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter des généralités sur les convertisseurs statiques (DC-DC) multi-phasés ainsi que leurs configurations basiques existantes (structure, topologie, avantages, inconvénients). L'objectif de notre étude dans ce travail est dédié au convertisseur parallèle (Boost) multi-phasé.

I.2 Convertisseurs statiques DC- DC multi-phasés

Les hacheurs ou les convertisseurs DC-DC multi phasés sont des convertisseurs statiques dont la structure est différente par rapport à celles des hacheurs classiques. En effet plusieurs topologies peuvent être envisagés suivant les besoins souhaités. Globalement, on distingue deux types de convertisseurs DC-DC multi phasés à savoir série et parallèle. L'idée de base est de dupliquer le circuit de base n fois en série ou en parallèle. Dans ce mémoire on s'intéresse uniquement aux convertisseurs DC-DC multi phasés parallèles.

I.3 Convertisseur statique DC- DC multi-phasé parallèle

Il existe plusieurs types des convertisseurs statiques DC-DC tels que, le hacheur élévateur (Boost), abaisseur (Buck), élévateur-abaisseur (Buck-Boost), convertisseur Cuk, le convertisseur Sepic et Flyback[1]. Chaque type peut avoir une structure multi phasée de tel sorte que le rapport entre la tension d'entrée et la tension de sortie reste le même par rapport à une seule phase. La (figureI.1) présente la structure typique des convertisseurs statiques DC-DC multi phasés. Chaque étage est conçu par des interrupteurs (MOSFET et Diode), qui fonctionnent en complémentaire durant une période. Notons que pour un fonctionnement nominal tous les composants de chaque étage doivent être identiques. [2]

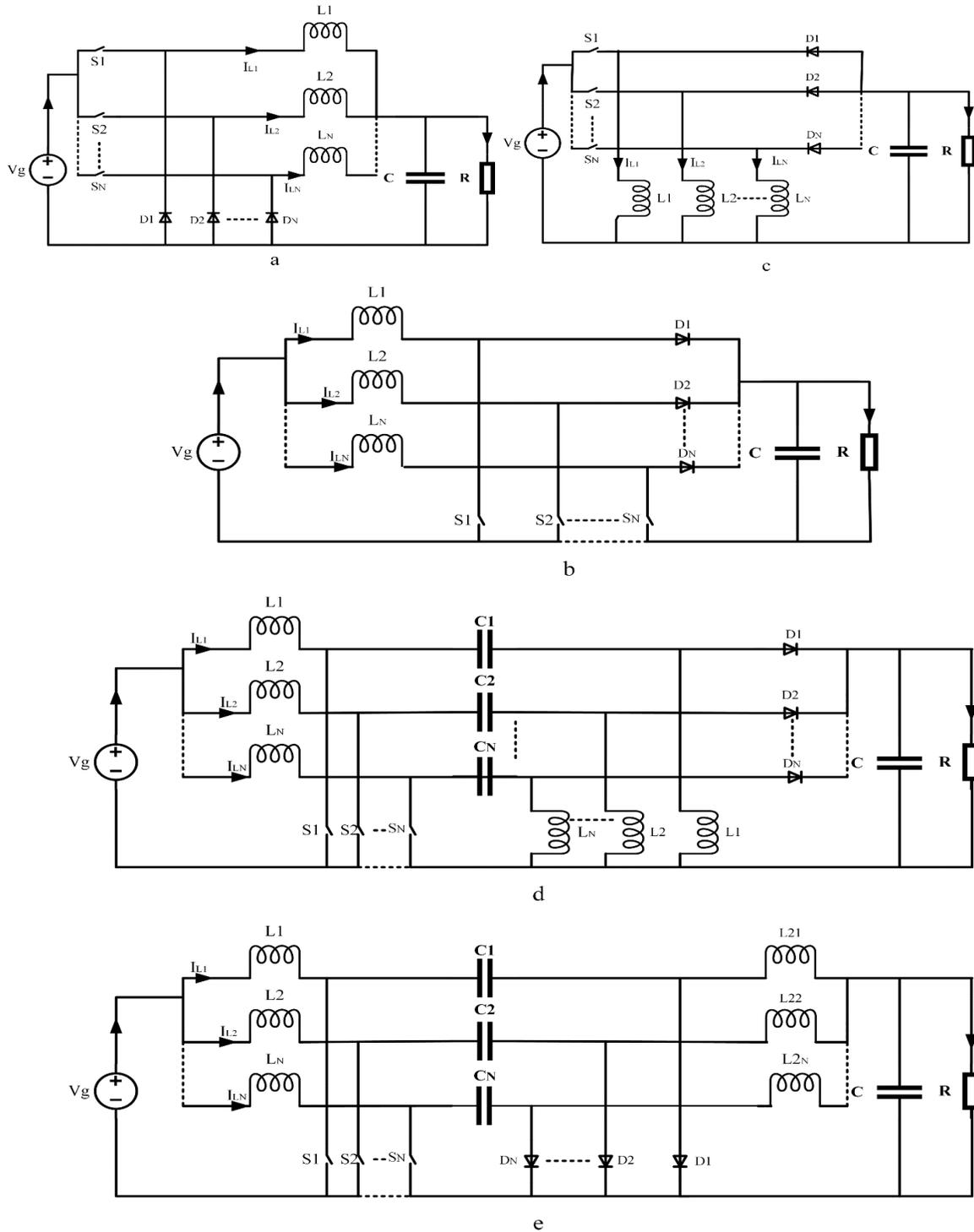


Figure I. 1. Structure des convertisseurs statique DC-DC multi phase (a) : buck, (b) : boost, (c) : buck-boost, (d) : **sepic**, (e) : Cuk

Dans notre travail, on va s'intéresser uniquement au convertisseur statique DC-DC de type élévateur Boost.

I.3.1 Fonctionnement d'un convertisseur statique DC- DC multi-phasé parallèle

Dans un convertisseur DC-DC multi phasé, chaque étage contient deux interrupteurs qui fonctionnent en complémentaire durant une période, toutefois il existe une dépendance entre les étages dans le fonctionnement. En effet, il existe deux types de fonctionnement : simultané (non interleaved) et non-simultané (interleaved). Dans le mode simultané les interrupteurs de chaque étage ouvrent et ferment en même temps. Le mode interleaved (non-simultané) se base sur l'interconnexion stratégique de plusieurs cellules de commutation pour lesquelles la fréquence de conversion est identique, mais pour lesquelles les instants de commutation internes sont séquentiellement déphasées dans une période de commutation. Cette disposition réduit l'amplitude d'ondulation du courant et augmente la fréquence d'ondulation effective du convertisseur global pour atteindre des niveaux de tension plus élevée sans augmenter les pertes de commutation ou les contraintes du dispositif. En outre, le choix de N, le nombre des étages, est un processus complexe nécessitant une connaissance quantitative des performances du convertisseur souhaitées vis-à-vis le cout de la réalisation pratique et application demandée. [3]

Exemple : un convertisseur Boost a deux étages

La figure.I.2 présente le convertisseur DC-DC de type Boost de deux étages.

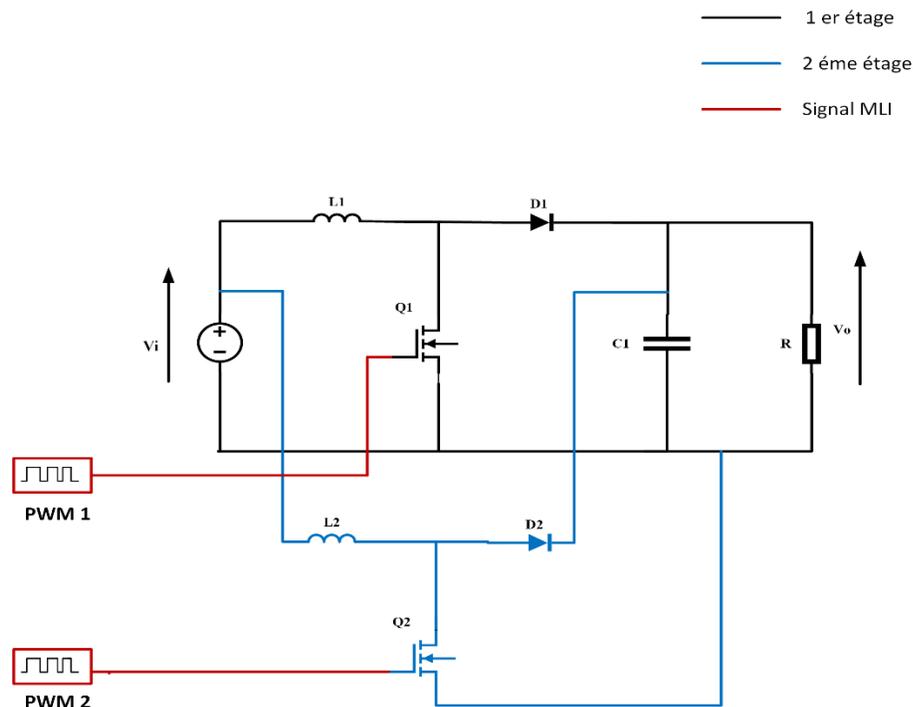


Figure I. 2. Convertisseur Boost a deux étages

I.3.1.1 Fonctionnement pour un seul étage

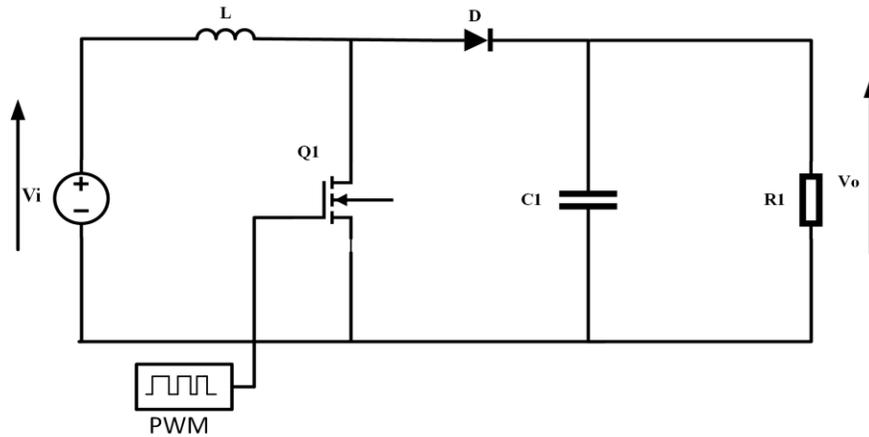


Figure I. 3. Convertisseur parallèle (Boost)

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost (Figure I.3) peut être divisé en deux parties distinctes selon l'état de l'interrupteur Q : Une partie d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur Q est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation. (Figure I.4) [4]

Lorsque l'interrupteur Q est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa f.e.m. s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C et la charge R. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité. (Figure I.5) [4]

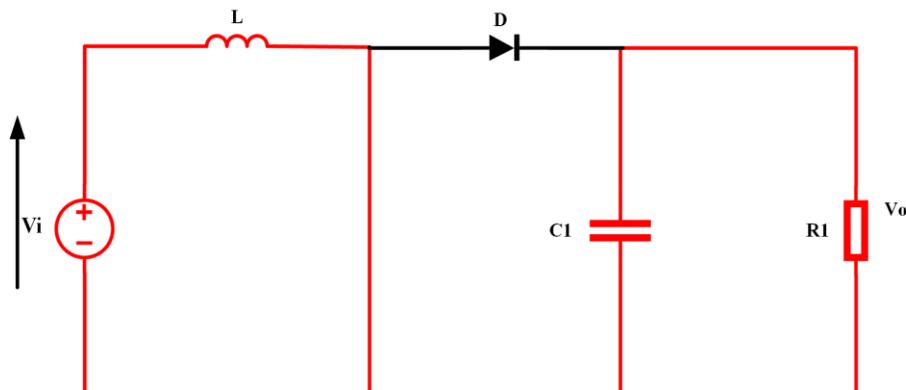


Figure I. 4. Convertisseur boost (interrupteur passant)

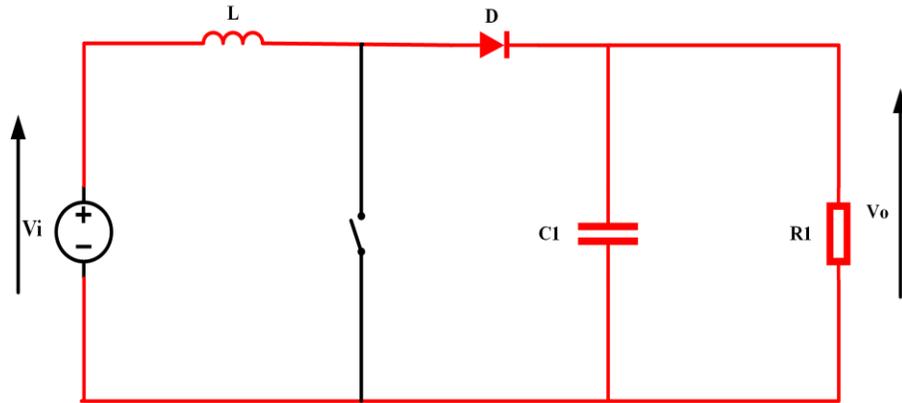


Figure I. 5. Convertisseur boost (interrupteur bloqué)

I.3.1.2 Fonctionnement pour deux étages

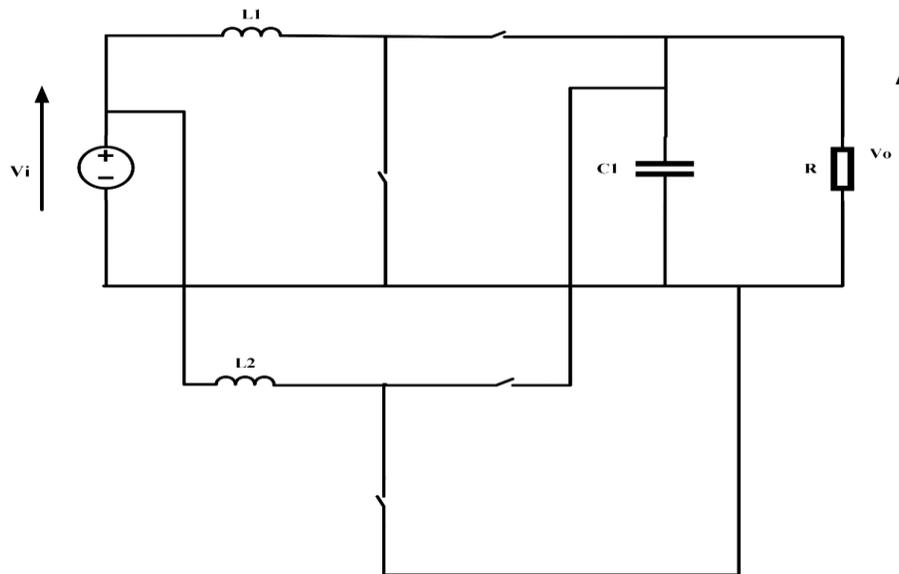


Figure I. 6. Convertisseur Boost a deux étages

Un convertisseur Boost a deux étages (Figure.I.6) peut fonctionner en deux modes simultanés (sans Interleaving) et non-simultané (Interleaved) [3]. Noter que dans ce mémoire nous utiliserons souvent le terme interleaved au lieu non-simultané.

a) Fonctionnement simultané (Non Interleaved)

Pour ce type de fonctionnement les instants de commutation ne sont pas déphasés (identiques), le fonctionnement du circuit est équivalent à un convertisseur Boost simple (un seul étage) (Figure.I.3). Les formes d'onde des courant d'inductances IL_1 et IL_2 sont identique, La forme d'onde du courant IL_T étant la somme des deux courants IL_1 et IL_2 , d'amplitude égale deux fois l'un des deux courant d'inductances. (Figure.I.8) (Cas 2)

b) Fonctionnement non-simultané (Interleaved)

Dans le fonctionnement Interleaved les instances de commutation des deux MOSFT sont déphasée un par rapport à l'autre par une demi-période de commutation (Figure.I.7). Les formes d'onde des courant d'inductances IL_1 et IL_2 sont opposée, La forme d'onde du courant IL_T étant la somme des deux courants IL_1 et IL_2 . (Figure.I.8) (Cas 1)

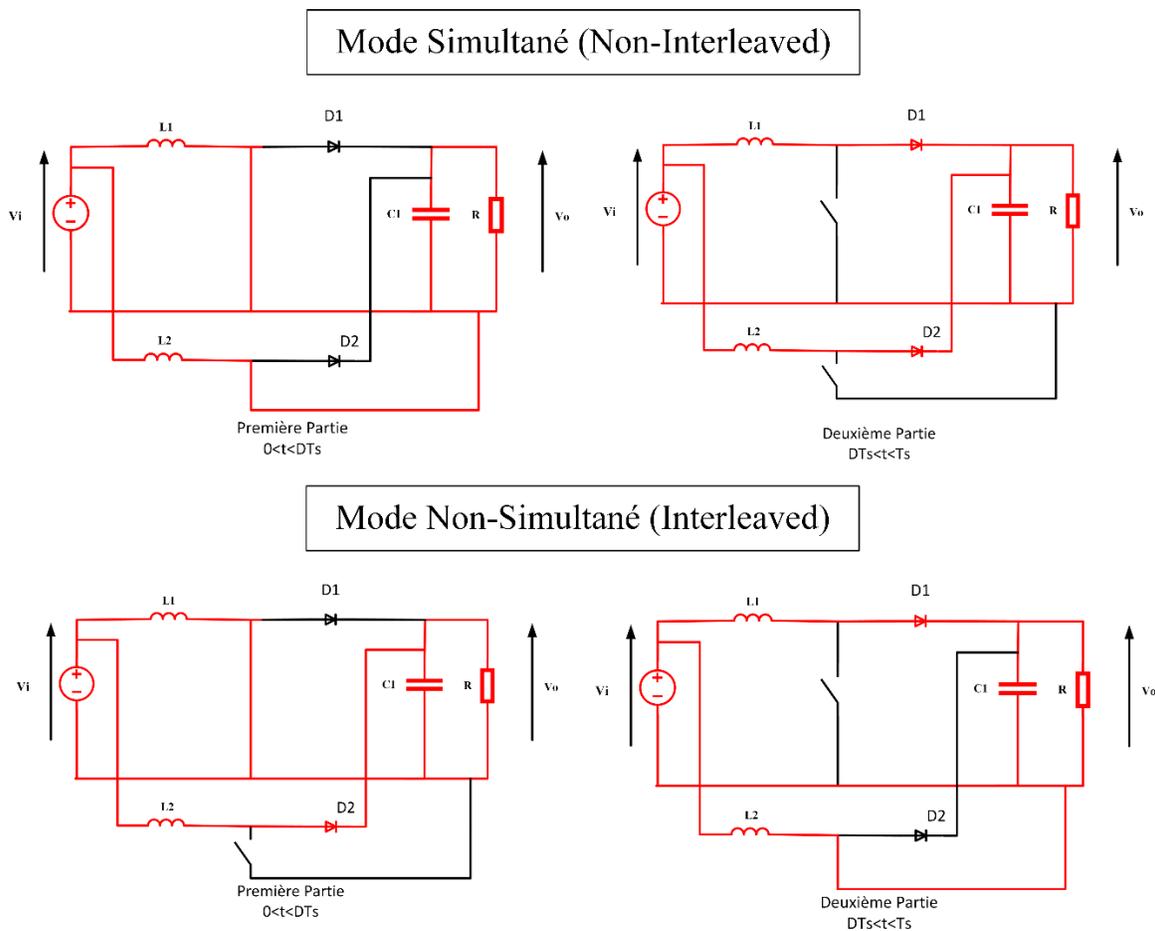


Figure I. 7. Fonctionnement d'un Boost a deux étages dans une période de commutation en mode interleaving et Non Interleaved

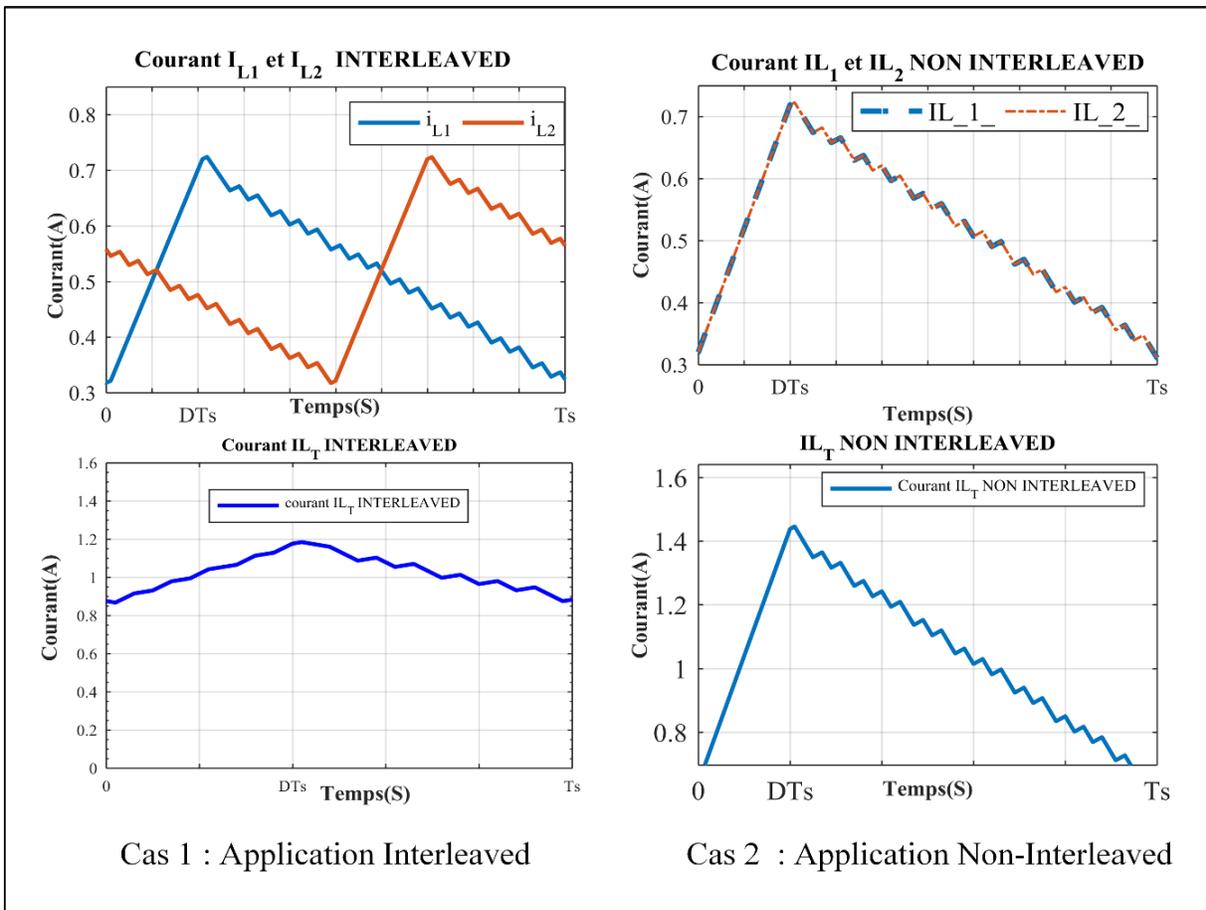


Figure I. 8. Effet d'interleaving

I.4 Intérêts des convertisseurs DC-DC multi phases

Ce type de convertisseurs (DC-DC multi phases) présentent plusieurs avantages. Le partage du courant de charge pour atteindre des puissances élevées est l'intérêt le plus intuitive. En outre le fonctionnement en mode interleaved permet une réduction d'amplitude des ondulations dans la tension de sortie ainsi dans le courant de la bobine afin de d'améliorer le rendement. Par exemple dans la figure I.8 le Δi est réduit de 23% dans le mode interleaved par rapport au mode non interleaved.

Autre avantage est celui de la commande tolérante aux défauts en cas d'un défaut des interrupteurs. En effet lors d'un défaut dans une phase, le convertisseur peut continuer à fonctionner avec les autres phases. Malgré les avantages cités au-dessus, les convertisseurs multi-phases présentent quelques inconvénients à savoir la complexité de la conception et le volume du circuit ainsi un cout élevé. [3]

I.5 Etat de l'art

Les convertisseurs DC-DC multiphasés ont pris l'intérêt des chercheurs depuis les années quatre-vingt-dix. En 1992 [3], une thèse de doctorat a investigué l'intérêt du mode non simultané (interleaved mode) en termes des réductions des ondulations dans la tension de sortie, une puissance élevée et meilleur rendement. En outre, la thèse a étudié le compromis entre le volume et rendement du convertisseur et l'influence de nombres de phases. Concernant le convertisseur boost, de nombreux articles ont examiné divers aspects. Par exemple, le développement d'un convertisseur DC-DC Interleaved à double entrée pour les applications à haut rendement pour les sources d'énergie réversibles afin de convertir les basses tensions en des grandes tensions à la sortie est étudié à la référence [15]. Un nouveau convertisseur de type survolteur interleaved multi-devices pour les applications des véhicules électriques hybrides est proposé dans [16]. Une méthode de diagnostic de défaut est introduite dans [17], [18] pour un convertisseur DC-DC Interleaved triphasé utilisant uniquement les caractéristiques de signe dérivé du courant de liaison DC. Pour obtenir un gain élévateur élevé, un convertisseur élévateur couplé à enroulement interleaved est proposé dans [19]. Un convertisseur élévateur biphasé interleaved à facteur de correction de puissance avec une technique de déphasage tolérante aux variations est mentionnée dans [20], qui utilise un déphaseur tolérant aux variations pour assurer une phase précise à 180° décalage entre les deux convertisseurs Interleaved. L'application de convertisseurs Boost DC-DC interleaved pour le système de génération photovoltaïque est étudiée dans [21] et un contrôleur de suivi du point de puissance maximale est proposé dans [22].

I.6 Objectif de mémoire

L'objectif principal de ce mémoire concerne le contrôle, l'analyse, modélisation et la conception d'un convertisseur élévateur (Boost) multiphasé (deux phases). Il sera question au premier lieu d'établir les équations de fonctionnement des deux étages de l'hacheur dans les deux modes interleaved et non interleaved (Modèle statique). Pour pouvoir ensuite développer le modèle dynamique qui permet de synthétiser la commande et construire le schéma équivalent afin de développer les fonctions de transfert de chaque étage du convertisseur nécessaire pour la synthèse du régulateur classique et mode glissant. A la fin une réalisation pratique est envisagée à base de la plateforme Dspace1104.

I.7 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une description généralisée sur les convertisseurs statiques multi-phasés (DC-DC).

En outre, on s'intéresse spécifiquement au convertisseur Boost par la présentation de son principe de fonctionnement. En suite la modélisation et la commande de la tension de sortie du convertisseur multi-phasée (DC-DC) parallèle, font l'objet des chapitres restants.

CHAPITRE II

Modélisation D'un Convertisseur Multi -Phasé De Type Boost

II.1 Introduction:

Ce chapitre sera consacré à la modélisation d'un convertisseur DC-DC multi-phasé de type boost. Il sera question en premier lieu de développer le modèle statique d'un boost normal (un étage). Ensuite, nous présentons le modèle d'un boost a deux étages sous le mode non simultané (interleaved mode). Les résultats de simulations seront présentés et analysés à la fin ce chapitre.

II.2 Modélisation du convertisseur statique boost multi-phasé :

Dans cette partie on va présenter le modèle statique de le hacheur Boost qui est composer d'une MOSFET, DIODE, capacité, induction, charge résistive. On va supposer que les composants sont idéaux, et les perturbations sont négligeable

II.3 Modèle Statique :

Dans cette section, nous allons développer les équations du boost une phase et deux phases en régime statique. [11]

II.3.1 Hacheur Boost une phase

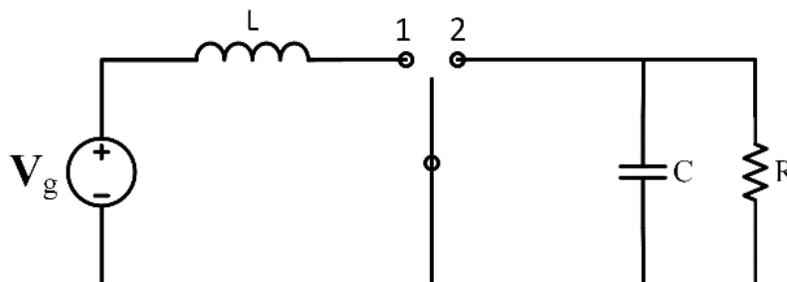


Figure.II.1 Convertisseur Boost une phase avec interrupteurs idéaux

Durant l'intervalle : $0 < t < DT_s$, (Avec D rapport cyclique) :

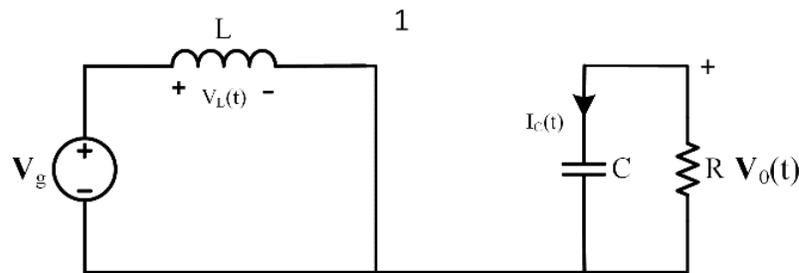


Figure.II.2 Convertisseur Boost (interrupteur passant)

Pendant le premier intervalle on développe les deux équations « V_L, I_c »

$$\begin{aligned} v_L &= v_g \\ i_c &= -\frac{v_0}{R} \end{aligned} \tag{II.1}$$

Durant l'intervalle $DT_s < t < T_s$

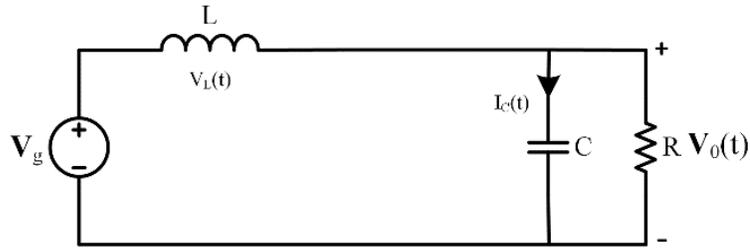


Figure.II.3 Convertisseur Boost (interrupteur bloqué)

Pendant le deuxième intervalle en développe les deux équations « V_L, I_c »

$$\begin{aligned} v_L &= v_g - v_0 \\ i_c &= i_L - \frac{v_0}{R} \end{aligned} \tag{II.2}$$

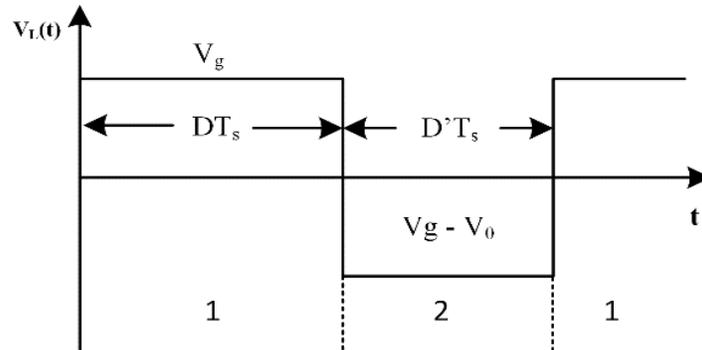


Figure.II.4 Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance « V_L »

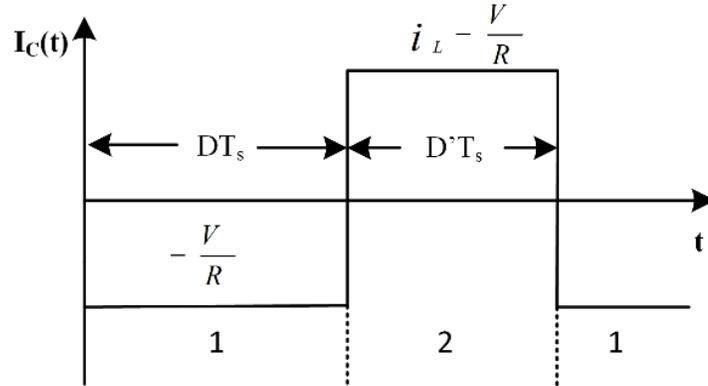


Figure.II.5 Forme d'onde de courant qui circule dans la capacité « Ic »

Appliquant la technique de « Capacitor Charge Balance and Inductance Second Balance » qui considère que la tension moyenne aux bornes de la bobine et le courant moyen de la capacité est nul durant une période T [4].

$$\langle v_L \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} \left[DT_s * (V_g) + D'T_s * (v_g - V_0) \right] \quad (\text{II.3})$$

$$V_0 = v_g / D' \quad \text{Avec } D' = (1-D)$$

$$\langle i_c \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} \left[DT_s * \left(-\frac{V_0}{R}\right) + D'T_s * \left(I_L - \frac{V_0}{R}\right) \right] \quad (\text{II.4})$$

$$I = D' I_L$$

$$\text{La tension moyenne délivré en sortie : } V_0 = \frac{1}{1-D} \times V_g \quad (\text{II.5})$$

II.3.2 Hacheur Boost a deux phases

Le convertisseur parallèle biphasé présenté dans la figure II.6. Il se compose d'inductances d'entrée séparées L_1 et L_2 , des commutateur S_1 et S_2 de type MOSFT, des diodes D_1 et D_2 et du même condensateur de filtrage C en sortie. Les interrupteurs S_1 et S_2 ont la même commutation avec un déphasage de 180 degrés. La charge est représentée par une résistance R. L'inductance stocke et libère de l'énergie lorsque l'interrupteur est Ouvert et Fermé. Le condensateur est utilisé pour filtrer l'ondulation de la tension de sortie V_0 . Les interrupteurs S_1 et S_2 sont représentés par U_1 et U_2 . Les valeurs possibles des interrupteurs sont, $U_1 \{0 \text{ et } 1\}$. $U_2 \{0 \text{ et } 1\}$ dans lesquelles 0 et 1

représentent les états Fermé et Ouvert des interrupteurs d'alimentation. Le signal des commutateurs U_1 et U_2 est appliqué avec un déphasage de 180 degrés. [5]

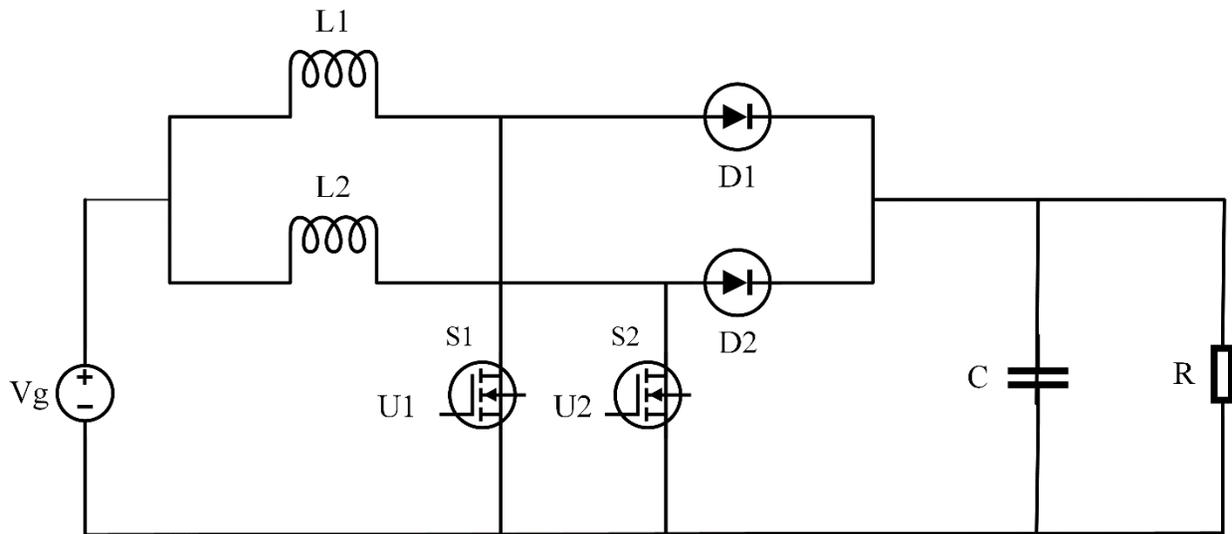


Figure.II.6 Convertisseur Boost deux phase

Le système dispose de quatre modes de fonctionnement. Les valeurs de deux inductances d'entrée sont identiques.

Mode 1 :

$U_1 = 1$ et $U_2 = 0$. Figure. II.7

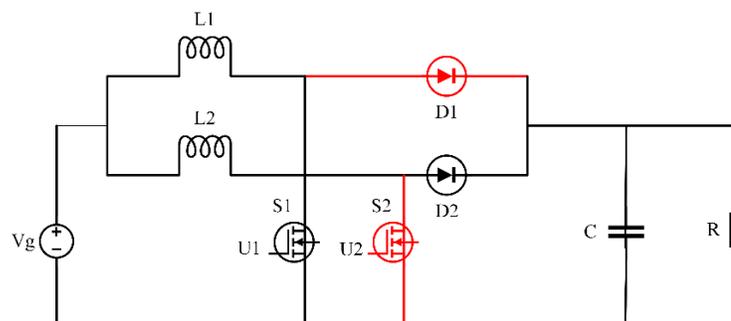


Figure.II.7 Mode 1

En appliquant les lois de Kirchhoff, on obtient :

$$\begin{aligned}
 v_{L1} &= v_g \\
 v_{L2} &= v_g - v_o \\
 i_c &= i_{L2} - \frac{v_o}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.6}$$

Mode 2:

$U_1=0$ and $U_2=1$. Figure II.8

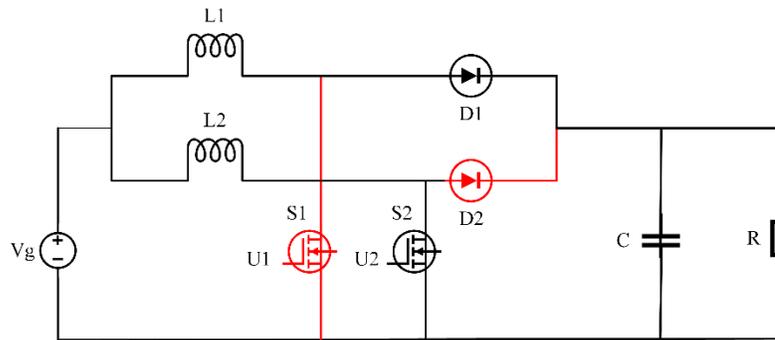


Figure.II.8 Mode 2

$$\begin{aligned}
 v_{L1} &= v_g - v_o \\
 v_{L2} &= v_g \\
 i_c &= i_{L1} - \frac{v_o}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.7}$$

Mode 3 :

$U_1=U_2=1$ Figure II.9

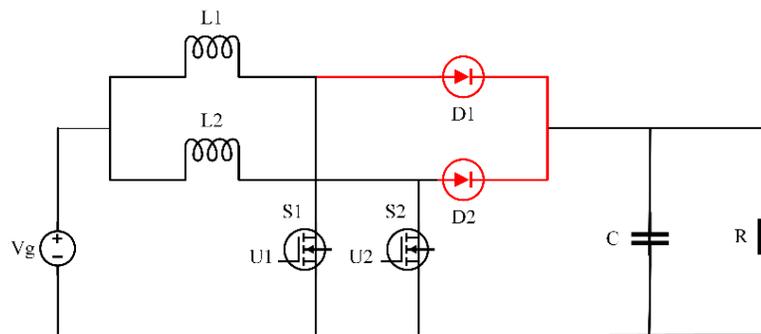


Figure.II.9 Mode 3

$$v_{L1} = v_{L2} = v_g$$

$$i_c = -\frac{v_o}{R} \tag{II.8}$$

Mode 4 :

$U_1=U_2=0$ Figure II.10

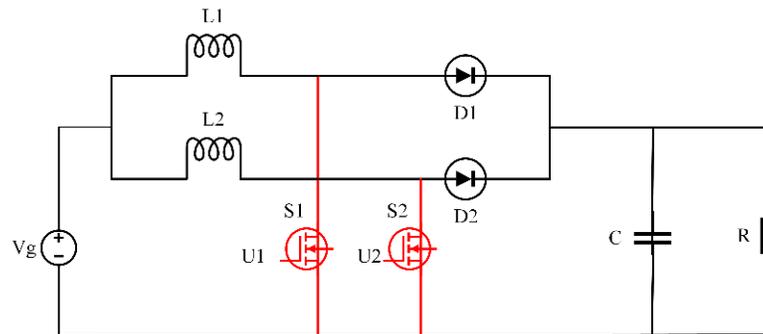


Figure.II.10 Mode 4

$$v_{L1} = v_{L2} = v_g - v_o \tag{II.9}$$

$$i_c = i_{L1} + i_{L2} - \frac{v_o}{R}$$

Les équations différentielles en fonction d'états de commutation représentant les quatre modes de fonctionnement peuvent être écrit sous la forme suivante :

$$v_{L1} = v_g - (1 - U_1)v_o$$

$$v_{L2} = v_g - (1 - U_2)v_o$$

$$i_c = (1 - U_1)i_{L1} + (1 - U_2)i_{L2} - \frac{v_o}{R} \tag{II.10}$$

Pour obtenir les équations en régime permanent, nous allons considérer que les tensions moyennes aux bornes des inductances sont nulles et le courant moyen dans le condensateur est nul. Notons que les valeurs moyennes des fonctions de commutations U_1 et U_2 sont les rapports cycliques de chaque interrupteur.

$$\begin{aligned}\tilde{U}_1 &= d_1 \in \{0 \rightarrow 1\} \\ \tilde{U}_2 &= d_2 \in \{0 \rightarrow 1\}\end{aligned}\tag{II.11}$$

d1 et d2 sont les valeurs moyennes des interrupteurs qui sont de la forme suivante : [5]

$$\begin{aligned}d_1 &= D_1 + \tilde{d}_1 \\ d_2 &= D_2 + \tilde{d}_2\end{aligned}\tag{II.12}$$

On considère que les perturbations sont négligeables, alors dans le régime permanent on a :

$$d1=d2=D$$

Les équations (II.10) deviennent

$$\begin{aligned}\langle v_{L1} \rangle &= 0 = vg - (1-D)v_o \\ \langle v_{L2} \rangle &= 0 = vg - (1-D)v_o \\ \langle i_c \rangle &= (1-D)i_{L1} + (1-D)i_{L2} - \frac{v}{R} = 0 \Rightarrow \frac{v}{R} = (1-D)(i_{L1} + i_{L2})\end{aligned}\tag{II.13}$$

Alors d'après les équations on trouve que :

$$\begin{aligned}V_o &= \frac{1}{1-D} \times V_g \\ I &= i_{L1} + i_{L2} = \frac{1}{1-D} \frac{V_o}{R}\end{aligned}\tag{II.14}$$

II.4 Généralisation sur n étages

L'augmentation du nombre des étages est intéressante dans les applications à forte tension ou fort courant, puisqu'elles permettent la répartition du courant entre plusieurs semi-conducteurs. Ainsi l'usage de semi-conducteurs plus performants ayant des calibres réduits est possible.

Les **n** étages des convertisseurs multi phase suivant la Figure II.11 sont commandées par un même rapport cyclique (Duty Cycle) avec déphasage de $2\pi/n$ afin de réduire l'amplitude de l'ondulation en sortie du convertisseur. [1]

Les équations du convertisseur sont écrites comme suit : [5]

$$\begin{aligned}
 v_{L1} &= v_g - (1-U_1)v_o \\
 v_{L2} &= v_g - (1-U_2)v_o \\
 v_{L3} &= v_g - (1-U_3)v_o \\
 &\vdots \\
 v_{Ln} &= v_g - (1-U_n)v_o
 \end{aligned} \tag{II.15}$$

$$i_c = \left((1-U_1)i_{L1} + (1-U_2)i_{L2} + (1-U_3)i_{L3} + (1-U_4)i_{L4} + \dots \right) - \frac{v_o}{R}$$

Avec les mêmes considération prises précédemment, le modèle du convertisseur en régime permanent est donné comme suit :

$$V_0 = \frac{1}{1-D} \times V_g \tag{II.16}$$

$$I = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \dots + i_{Ln} = \frac{1}{1-D} \frac{V_0}{R}$$

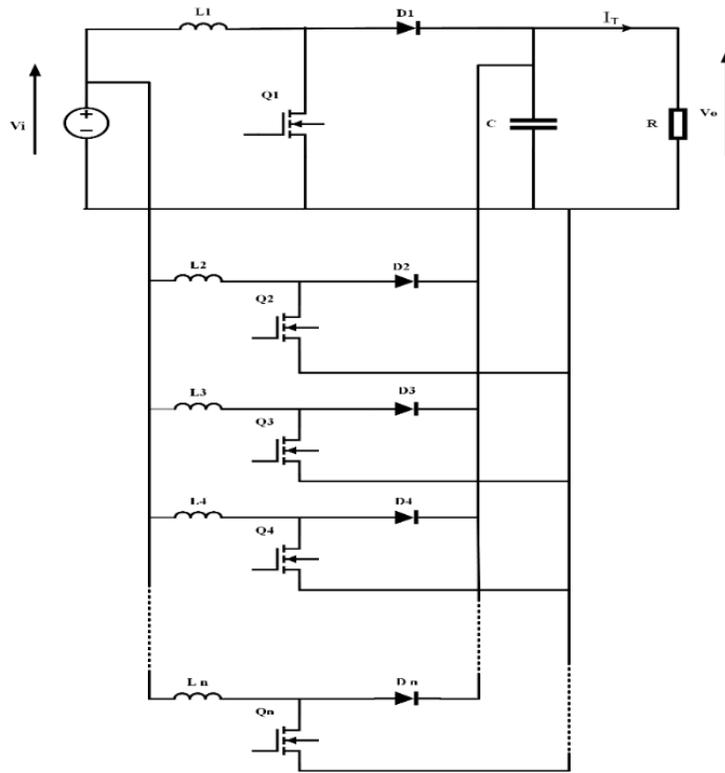


Figure.II.11 Convertisseurs multi phase n étages

II.5 Résultats de simulation

Afin de pouvoir voir clairement l'effet d'interleaving nous avons simulé notre convertisseur en Boucle Ouverte à l'aide du logiciel MATLAB Simulink (Figure II.12) nous avons pris les paramètres illustrés dans Tableau (II.1). On a fixé une tension de 12V comme tension d'entrée.

Tableau.II.1 Paramètres du convertisseur

Grandeur	Vg	L1	L2	C	R	fs
Valeur	12V	1mH	1mH	470μF	150Ω	25khz

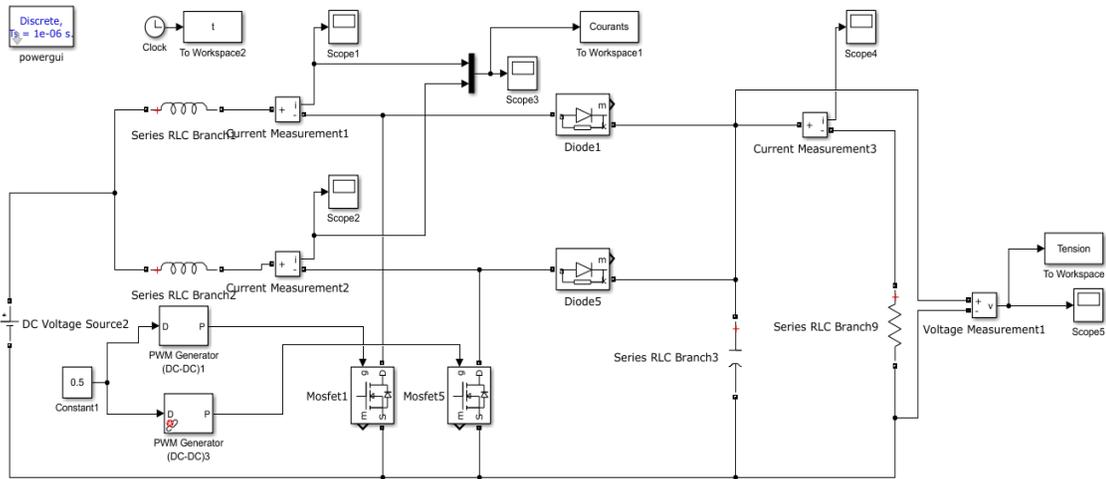


Figure.II.12 Schéma block du convertisseur Boost deux phases en boucle ouverte

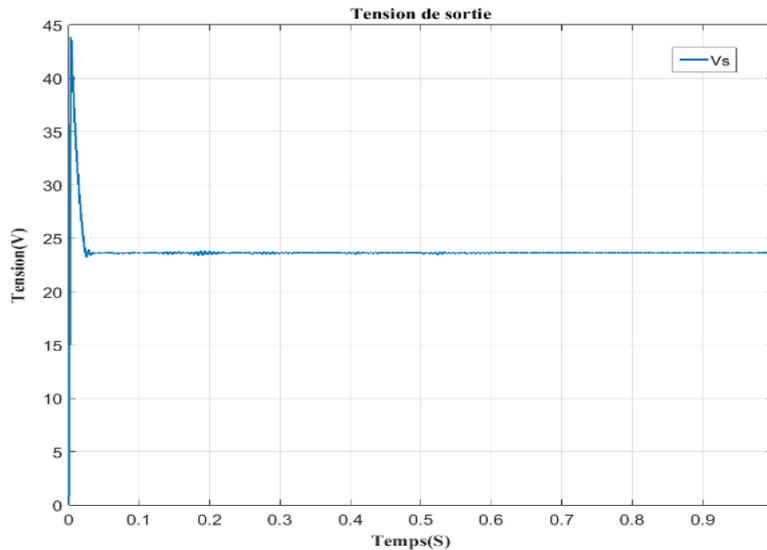


Figure.II.13 Tension de sortie en BO

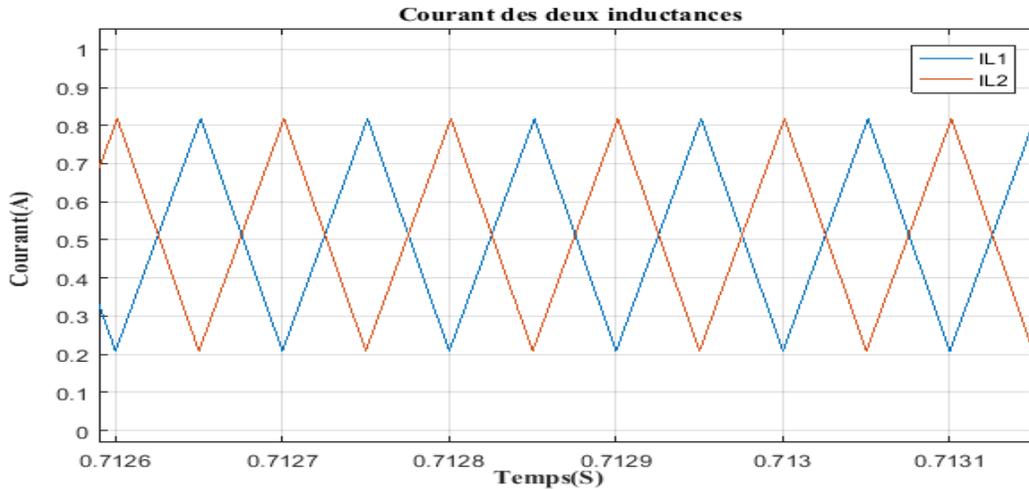


Figure.II.14 Courant des deux inductances du boost en BO

La Figure II.13 illustre la tension de sortie du convertisseur en remarquant que pour $D=0.5$ la tension de sortie a presque doublé par rapport à la tension d'entrée ce qui explique un fonctionnement normal du convertisseur. La Figure II.14 représente les courant des inductances qui sont déphasés l'un par rapport à l'autre par un déphasage de 180 degrés due à l'application non simultanée (interleaving).

II.6 L'effet d'interleaving

Dans le premier chapitre on a cité plusieurs avantages du convertisseur multi-phasé parmi eux la possibilité de faire fonctionner le convertisseur dans les deux modes Non Interleaved et Interleaved. Ce dernier peut être utilisé pour obtenir des avantages de performances autres que la réduction d'amplitude d'ondulation.

Donc dans cette partie on va voir l'effet d'interleaving comment il peut réduire l'amplitude d'ondulation du courant et augmenter la fréquence d'ondulation effective du convertisseur global pour atteindre des niveaux de tension plus élevée sur notre simulation sur logiciel MATLAB, donc on va comparer la tension et le courant de sortie entre deux modes a) **mode Non Interleaved (NINT)** Pour un fonctionnement simultané b) **mode Interleaved (INT)** Pour un fonctionnement non-simultané, et voir clairement comment l'interleaving améliore l'ondulation de courant et de tension.

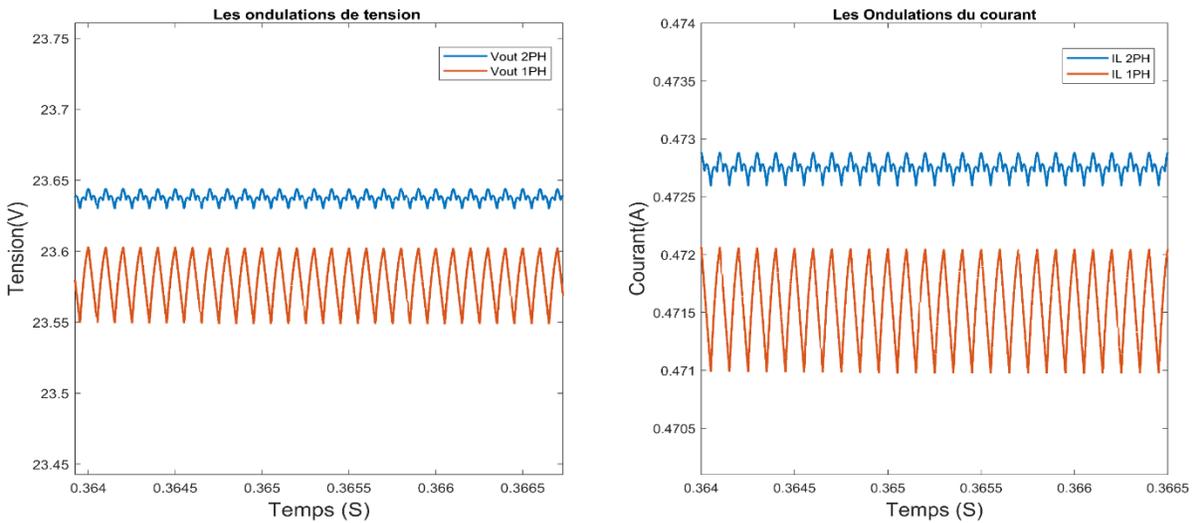


Figure.II.15 La sortie dans les deux applications INT et NINT a) tension b) courant

La figure II.15 représente la tension de sortie (V_o) et le courant de sortie (I_s) dans les deux application (INT) et (NINT) pour un convertisseur à deux phases Figure II.12. On peut voir clairement que l'amplitude d'ondulation dans mode INT est réduite par rapport à celle de NINT que ce soit courant ou bien tension, donc on constate que l'interleaving provoque cette réduction se va améliorer le rendement du convertisseur. Dans d'une deuxième simulation, on va augmenter le nombre de phases du convertisseur à six (6) phases. On remarque que les ondulations de la tension de sortie et le courant s'améliorent beaucoup plus Figure II.16 en terme réduction des amplitudes d'ondulations.

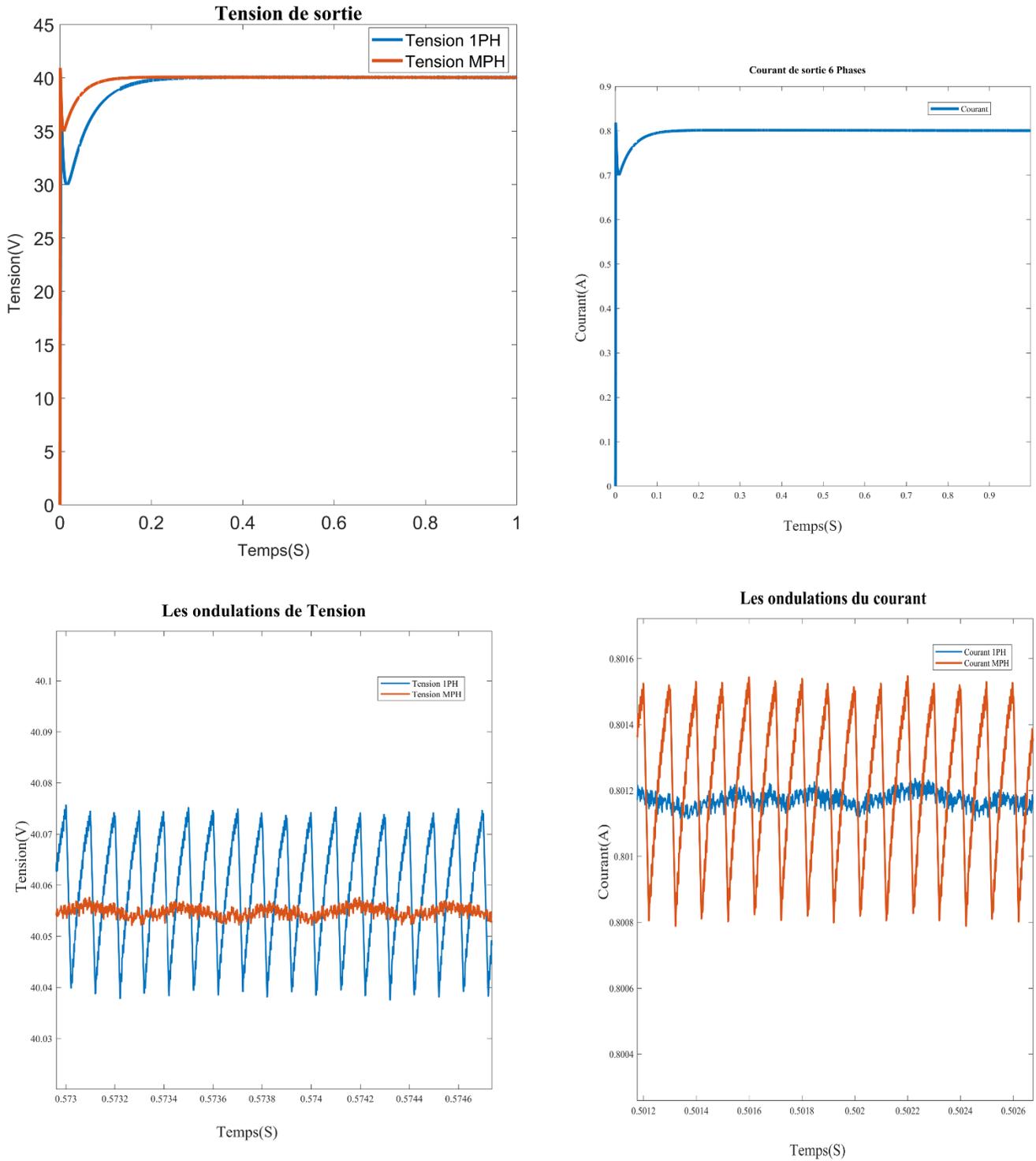


Figure.II.16 Effet d'interleaving pour Boost multi- phases

II.7 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de modélisation en régime de permanent du convertisseur multi-phasé type boost (une phase et deux phases). En outre, nous avons généralisé le modèle sur un convertisseur a n phases. Aussi dans les résultats de simulation on a montré l'effet du mode non simultané (interleaving) sur les allures du courant et la tension de sortie.

CHAPITRE III

Commande D'un Convertisseur Multi-phasé De Type Boost

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter le contrôle de la tension de sortie du convertisseur boost via un régulateur PI et un contrôleur mode glissant. Il sera question en premier temps de présenter le modèle dynamique linéaire du convertisseur boost (une phase et deux phases) afin de calculer les fonctions de transfert. Ensuite nous allons développer la commande par mode glissant sur notre boost multi-phasé.

III.2 Modèle dynamique d'un boost a une phase

Pour avoir le modèle dynamique, on va linéariser notre système autour d'un point de fonctionnement (Small signal analysis). Donc les grandeurs du convertisseur deviennent [4] :

$$\left. \begin{aligned} v_g(t) &= V_g + \tilde{v}_g(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\ d'(t) &= D' - \tilde{d}(t) \\ v(t) &= V + \tilde{v}(t) \\ i_L &= I_L + \tilde{i}(t) \\ v_L(t) &= V_L + \tilde{v}(t) \\ i_c(t) &= I_c + \tilde{i}(t) \end{aligned} \right\} \quad (III.1)$$

Les équations du modèle statique du chapitre 2 peut être écrit comme suit :

$$\langle V_L \rangle = \left[d \times (v_g) + (1-d) \times (v_g - v) \right] \quad (III.2)$$

$$\langle I_c \rangle = \left[d \times \left(I_{L2} - \frac{v}{R} \right) + (1-d) \times \left(I_{L1} - \frac{v}{R} \right) \right] \quad (III.3)$$

Remplaçant les variables de l'équation (III1), par leurs grandeurs dans les équations (III.2) et (III.3), on obtient :

$$L \frac{d\langle I + \tilde{i}(t) \rangle}{dt} = \left[\left[(D + \tilde{d}(t))(V_g + \tilde{v}_g(t)) \right] + \left[(D' - \tilde{d}(t)) \times (V_g + \tilde{v}_g(t)) + (D' - \tilde{d}(t)) \times (V + \tilde{v}(t)) \right] \right] \dots (III.4)$$

$$c \frac{d\langle V + \tilde{v}(t) \rangle}{dt} = (D' - \tilde{d}(t))(I + \tilde{i}(t)) - \frac{(V + \tilde{v}(t))}{R} \dots \dots \dots (III.5)$$

Après développement et organisation des termes, les équations III.4 et III.5 peuvent être représenter comme :

$$L \frac{d\langle I + \tilde{i}(t) \rangle}{dt} = \underbrace{\left[DV_g + D'V_g - D'V \right]}_{DC_termes} + \underbrace{\left[D\tilde{v}_g(t) + D'\tilde{v}_g(t) + \tilde{d}(t)V - D'\tilde{v}(t) \right]}_{Equation_1^{er}\ order} + \underbrace{\left[\tilde{d}(t)\tilde{v}(t) \right]}_{Equation_2^{eme}\ order} \dots\dots(III.6)$$

$$C \frac{d(V + \tilde{v}(t))}{dt} = \underbrace{\left[D'I - \frac{V}{R} \right]}_{DC_terme} + \underbrace{\left[D'\tilde{i}(t) - \frac{\tilde{v}(t)}{R} - I\tilde{d}(t) \right]}_{Equation_1^{er}_ordre} + \underbrace{\left[-\tilde{d}(t)\tilde{i}(t) \right]}_{Equation_2^{eme}_ordre} \dots\dots\dots(III.7)$$

Dans la linéarisation autour d'un point de fonctionnement (Small signal analyses), nous allons considérer que les termes du premier ordre et négliger les termes du deuxième ordre. Le modèle dynamique linéaire du convertisseur

$$L \frac{d\tilde{i}(t)}{dt} = \tilde{v}_g(t) + \tilde{d}(t)V - D'\tilde{v}(t) \tag{III.8}$$

$$C \frac{d\tilde{v}(t)}{dt} = D'\tilde{i}(t) - \frac{\tilde{v}(t)}{R} - I\tilde{d}(t) \tag{III.9}$$

Le schéma canonique équivalent du modèle dynamique de l'hacheur série-parallèle (Boost) d'après les deux équation (III.8) et (III.9) est donné par la figure (III.1) [4].

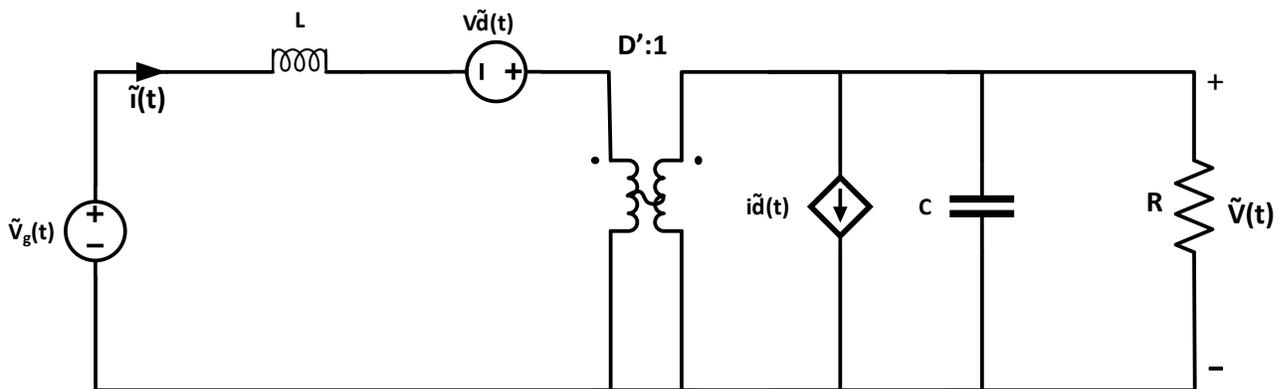


Figure III. 1. Schéma canonique équivalent du modèle dynamique boost idéal

III.3 Fonction de transféré du convertisseur boost à une phase

Basant sur le schéma canonique développé précédemment, on va développer les fonctions de transfert du convertisseur. La sortie \tilde{v} du convertisseur dépend de deux entrée à savoir \tilde{d} et \tilde{v}_g .

$$\tilde{v} = G_d \tilde{d} + G_v \tilde{v}_g \quad (\text{III.10})$$

$$G_d = \left. \frac{\tilde{v}}{\tilde{d}} \right|_{\tilde{v}_g=0} \quad (\text{III.11})$$

$$G_v = \left. \frac{\tilde{v}}{\tilde{v}_g} \right|_{\tilde{d}=0} \quad (\text{III.12})$$

$$G_{vg}(s) = \left(\frac{1}{D'} \right) \frac{1}{1 + s \frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2}} \quad (\text{III.13})$$

$$G_{vd}(s) = \left(\frac{V}{D'} \right) \frac{\left(1 - s \frac{L}{D'^2 R} \right)}{\left(1 + s \frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2} \right)} \quad (\text{III.14})$$

Les fonctions G_d et G_v peuvent être présenté sous la forme canonique d'un système 2^{eme} ordre.

$$G_{vg}(s) = \frac{G_{g0}}{1 + \frac{s}{q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2} \quad (\text{III.15})$$

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z} \right)}{1 + \frac{s}{q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2} \quad (\text{III.16})$$

Par identification :

$$G_{g0} = \frac{1}{D'} \text{ et } \omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}} ; q = D' R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (\text{III.17})$$

$$G_{d0} = \frac{V}{D'} \text{ et } \omega_z = \frac{D'^2 R}{DL} ; \omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}} ; q = D' R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (\text{III.18})$$

Avec : q (facteur de puissance).

Remarque : il est important de noter la présence d'un zéro avec un signe moins dans la fonction de transfert G_{vd} connu sous le nom Right half-plan zero. Ce dernier va forcer la sortie en régime transitoire à haute fréquence à aller au sens opposé de sa valeur finale [4].

III.4 Commande de la tension de sortie du convertisseur boost :

La structure du réglage tension d'un convertisseur en boucle fermée est donnée par la figure III.2. Un régulateur de type PI est utilisé pour la commande de la tension.

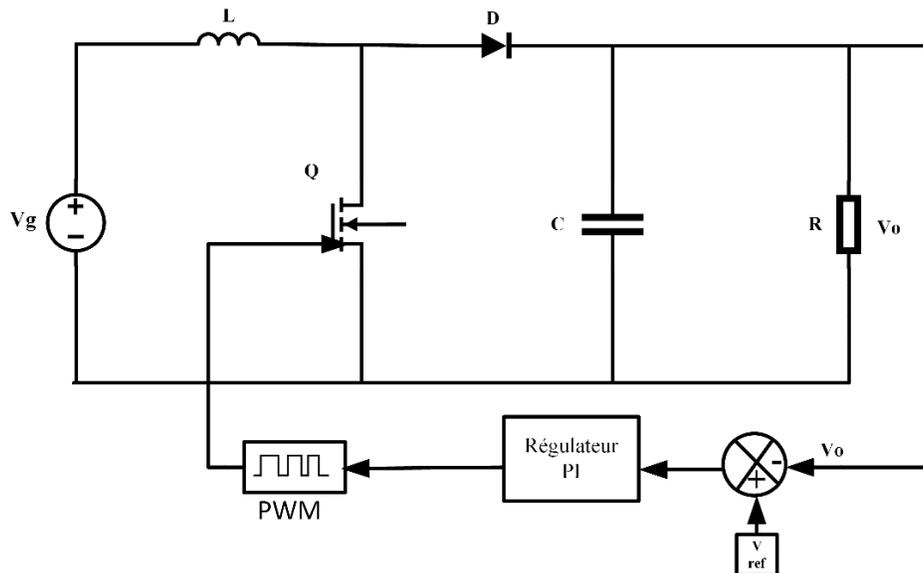


Figure III. 2. Convertisseur boost en boucle fermée

Le schéma bloc en boucle fermé du système est représenté par la Figure III 3 [4] :

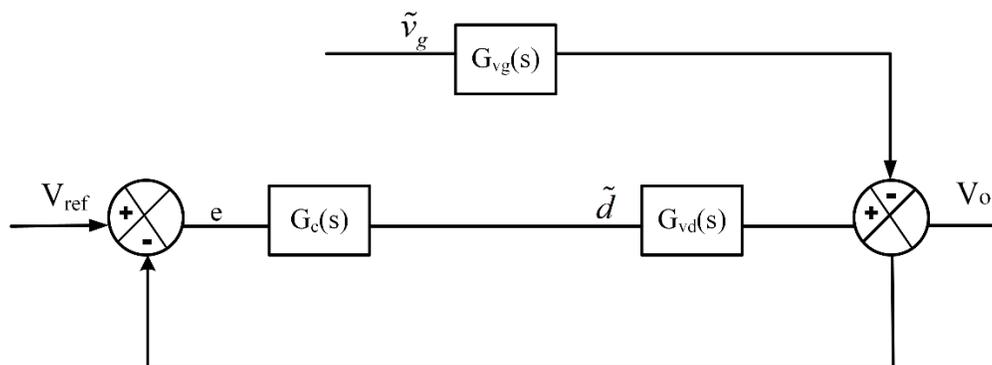


Figure III. 3. Schéma bloc du convertisseur boost en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc est :

$$G_{BF} : \tilde{v} = \frac{T_i}{1+T_i} \tilde{v}_{ref} + \frac{1}{1+T_i} \tilde{v}_g \tag{III.19}$$

Avec : $T_i = G_c(s)G_d(s)$ fonction de transfert de la chaine direct

Ou $G_c(s)$ représente la fonction de transfert du régulateur . Alors si on choisit $G_c(s)$ tel que le gain de la fonction $T_i(s)$ est très supérieur $\ll 1 \gg$ c'est-à-dire $\|T_i\| \gg 1$ on peut déduire que :

$$\tilde{v} \approx \tilde{v}_{ref}, \text{ avec : } \begin{cases} \frac{T_i}{1+T_i} = 1 \\ \frac{1}{1+T_i} = 0 \end{cases} \quad \|T_i\| \gg 1 \tag{III.20}$$

III.4.1 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons procéder à des tests de simulation pour étudier le comportement temporel et fréquentiel du boost a une phase en boucle fermée. Le model sur Matlab SIMULINK de notre convertisseur boost à une phase en boucle fermée est représenté sur la figure III.4. Les paramètres de le hacheur sont illustrés dans le tableau III.1.

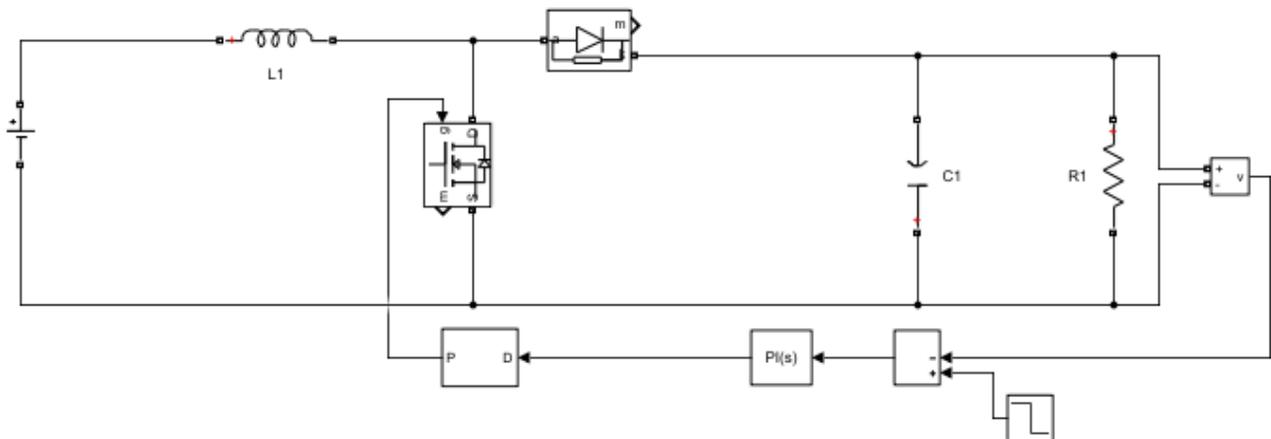


Figure III. 4. Schéma bloc du Convertisseur boost en boucle fermée

Tableau.III.1 Paramètres boost a une phase avec control tension

Grandeur	V_g	R	L	C	D	Vref
Valeur	20v	50Ω	1mH	470μF	0.5	30 et 40

Les figures III.5 et III.6 illustrent respectivement la réponse fréquentielle de la fonction de transfert T_i sans et avec réglage. Donc pour améliorer les performances de la commande, nous allons synthétiser régulateurs de type PI. La fonction de transfert de contrôleur PI peut être écrite comme suit :

$$G_c(s) = G_{\infty} \cdot \left(1 + \frac{\omega_L}{s} \right) \quad (\text{III.21})$$

On peut constater que le gain de T_i est égal 1 à la fréquence 7000rad/s avec une marge de phase positive égale à 331. On peut voir clairement que la marge de phase est largement positive ce qui permet de garantir la stabilité du convertisseur. Aussi, l'augmentation du gain G_{∞} (est utilisé pour améliorer la réponse en boucle fermée en basse fréquence), permet d'augmenter la fréquence fcr (cross over frequency) qui garantit une grande marge de fréquence dont $T_i \gg 1$.

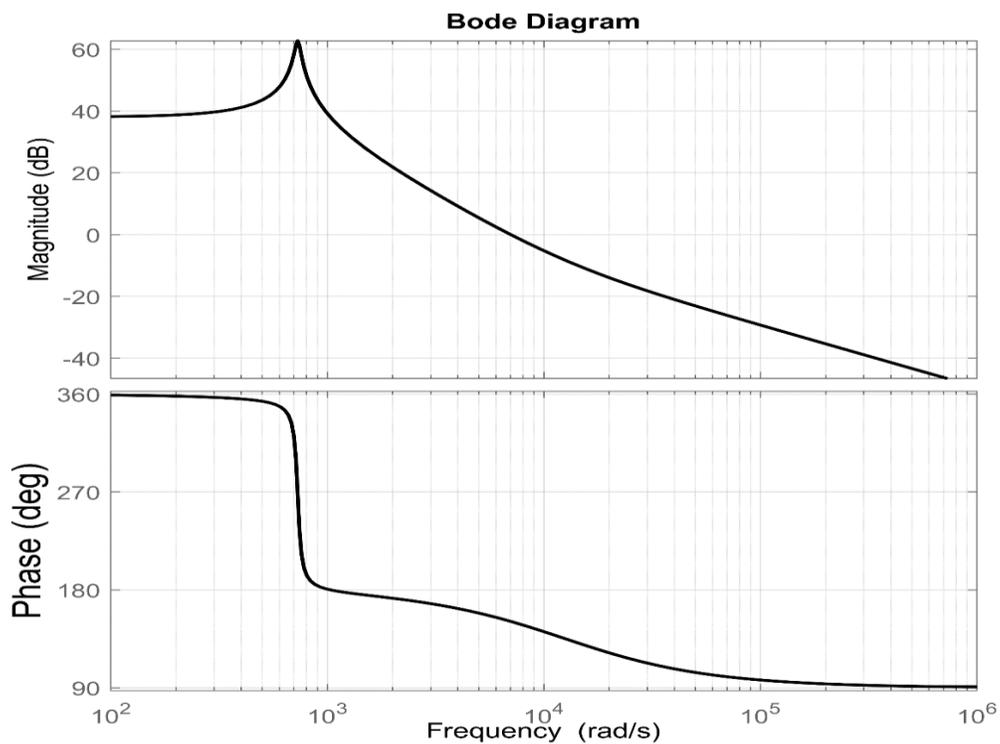


Figure III. 5. Diagramme de Bode de la fonction de Transfert T_i sans réglage

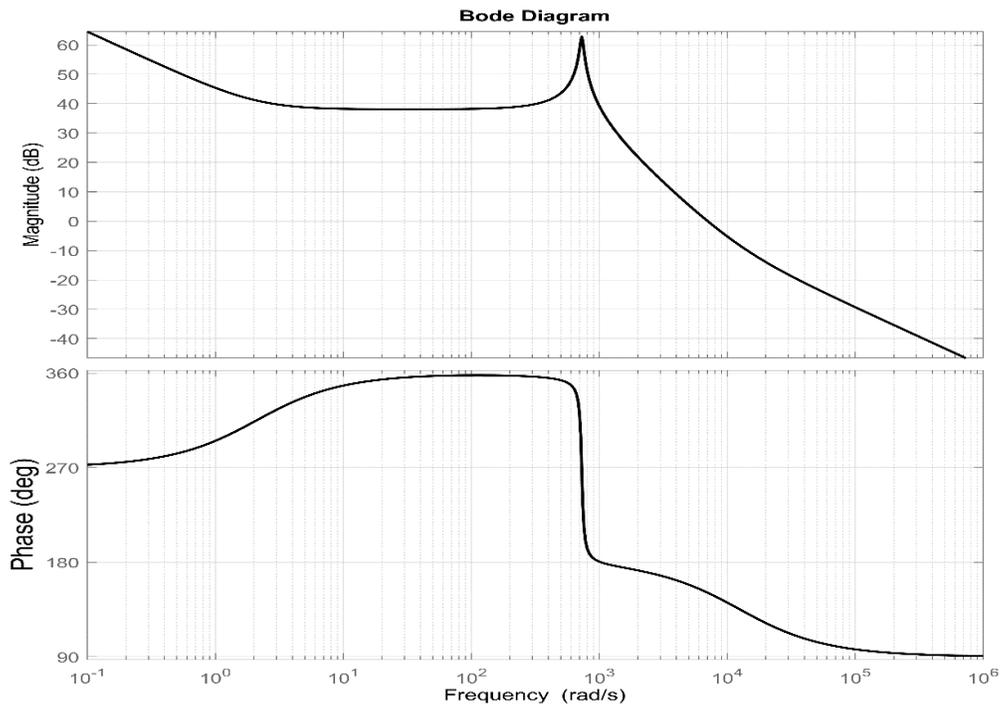


Figure III. 6. La réponse fréquentielle de la fonction de transfert T_i avec $G_c=PI$.

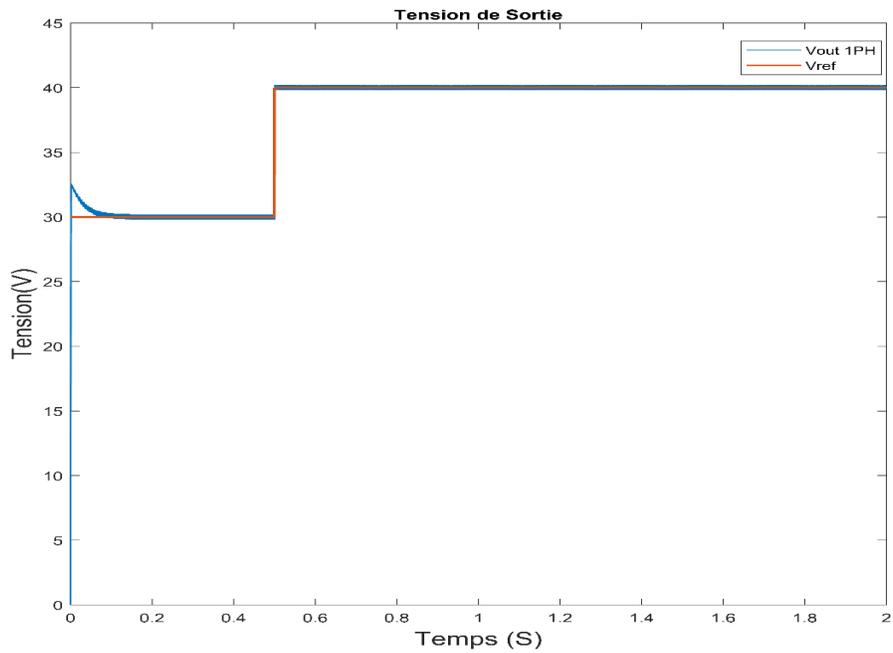


Figure III. 7. L'allure de tension sortie

Figure III 7 présente la réponse de la tension de sortie du convertisseur avec contrôle tension, nous allons pris notre régulateur PI que nous avons synthétisé, on remarque que la tension de sortie suit la référence parfaitement et avec une très bonne dynamique avec une erreur statique presque nulle et un temps de réponse très rapide qui égale 0.1s, donc la synthèse de ce régulateur est bien réalisée.

III.5 Commande en courant de la tension de sortie d'un convertisseur boost à une phase (peak mode control)

La structure de la commande en courant de la tension de sortie du convertisseur boost à une phase est illustrée dans la Figure III8. Elle consiste à deux boucles interne et externe. Dans la boucle externe, la commande de la tension va fournir le courant de référence qui va être contrôler dans la boucle interne en lui comparant avec le courant de l'inductance. La sortie du régulateur de la boucle interne sera le rapport cyclique [11]. L'intérêt de tel commande (peak mode control) réside dans sa capacité de protéger le MOSFET des pics de courant.

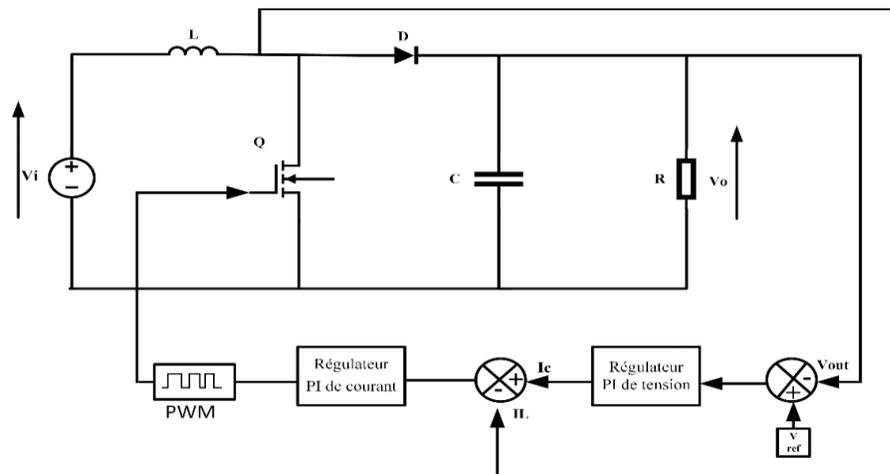


Figure III. 8. Convertisseur boost à une phase avec Commande tension courant

III.5.1 Modèle simple par approche algébrique

Le modèle linéaire du convertisseur boost à une phase est donné comme suit :

$$L \frac{d\tilde{i}(t)}{dt} = \tilde{v}_s(t) + \tilde{d}(t)V - D'\tilde{v}(t) \tag{III.22}$$

$$c \frac{d\tilde{v}(t)}{dt} = D'\tilde{i}(t) - \frac{\tilde{v}(t)}{R} - I\tilde{d}(t) \tag{III.23}$$

Les transformées de Laplace de ces équations, avec des conditions initiales fixées à zéro, sont :

$$\begin{aligned}
 sL\tilde{i}(s) &= \tilde{v}_g(s) + \tilde{d}(s)V - D'\tilde{v}(s) \\
 sC\tilde{v}(s) &= D'\tilde{i}(s) - \frac{\tilde{v}(s)}{R} - I\tilde{d}(s)
 \end{aligned}
 \tag{III.24}$$

Pour faciliter l'analyse, on va poser l'approximation suivante :

$$\hat{i}_L(s) = i_{co}(s)
 \tag{III.25}$$

Cette approximation, peut nous aider maintenant à trouver une relation entre le courant de contrôle et le rapport cyclique comme suit :

$$sL\tilde{i}(s) = \tilde{v}_g(s) + \tilde{d}(s)V - D'\tilde{v}(s)
 \tag{III.26}$$

$$\begin{aligned}
 \tilde{d}(s) &= \frac{sL\tilde{i}(s) - \tilde{v}_g(s) + D'\tilde{v}(s)}{V} \\
 sC\tilde{v}(s) &= D'\tilde{i}(s) - \frac{\tilde{v}(s)}{R} - I \frac{sL\tilde{i}(s) - \tilde{v}_g(s) + D'\tilde{v}(s)}{V}
 \end{aligned}
 \tag{III.27}$$

Les équations peuvent être utilisées pour construire un circuit représentant le modèle linéaire du convertisseur boost en mettant la relation entre les ports d'entrée et de sortie du convertisseur [4]

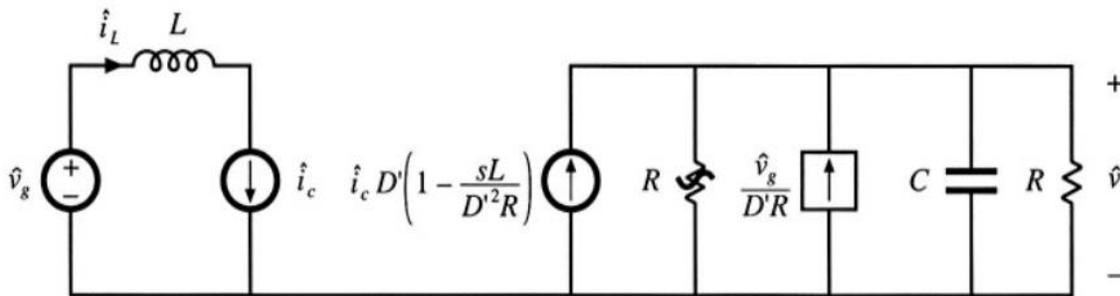


Figure III. 9. Circuit équivalent à deux ports utilisés pour modéliser le Boost

III.5.2 Fonction de Transfert de la boucle de tension

La fonction de transfert reliant la tension de sortie au courant de contrôle $i_c (s)$:

$$G_{vi} = \frac{\hat{v}}{\hat{i}_c} = \frac{D'R}{2} \frac{\left(1 - s \frac{L}{D'^2R}\right)}{\left(1 + s \frac{RC}{2}\right)} \tag{III.28}$$

La fonction de transfert reliant le courant i_{co} au rapport cyclique d :

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_c}{\hat{d}} = \frac{2V}{D'^2R} \frac{\left(1 + s \frac{RC}{2}\right)}{\left(1 + s^2 \frac{LC}{D'^2} + s \frac{L}{D'^2R}\right)} \tag{III.29}$$

III.5.3 Résultats de simulation

Dans cette partie, Nous allons développer les simulations du modèle du convertisseur en boucle fermé. Les paramètres du convertisseur Boost à une phase sont :

Tableau.III.2 Les paramètres du convertisseur Boost avec (CPM)

Grandeur	V_g	L	C	R	F_s	V_{ref}	D
Valeur	20V	1mH	470µF	50 Ω	10000 Hz	30et40	0.5

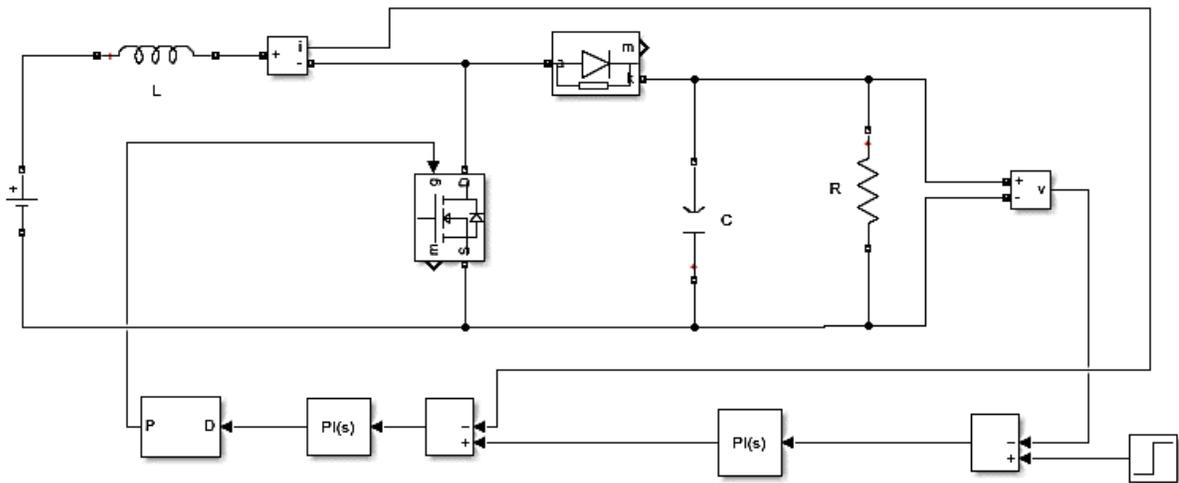


Figure III. 10. Schéma bloc de la boucle de régulation

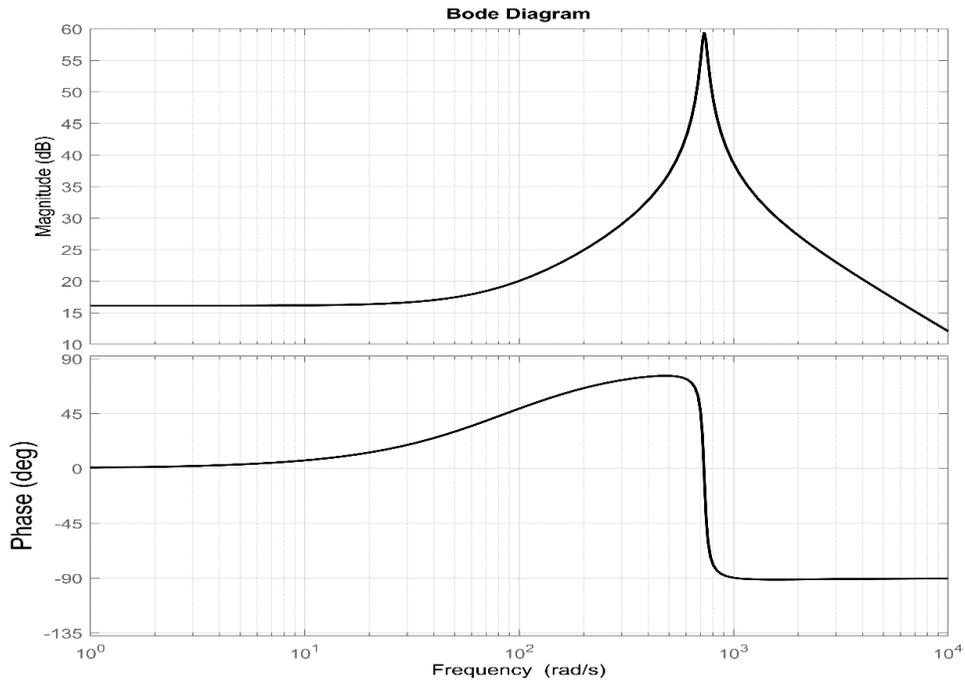


Figure III. 11. La réponse fréquentielle de la fonction de transfert Z_i sans régulation

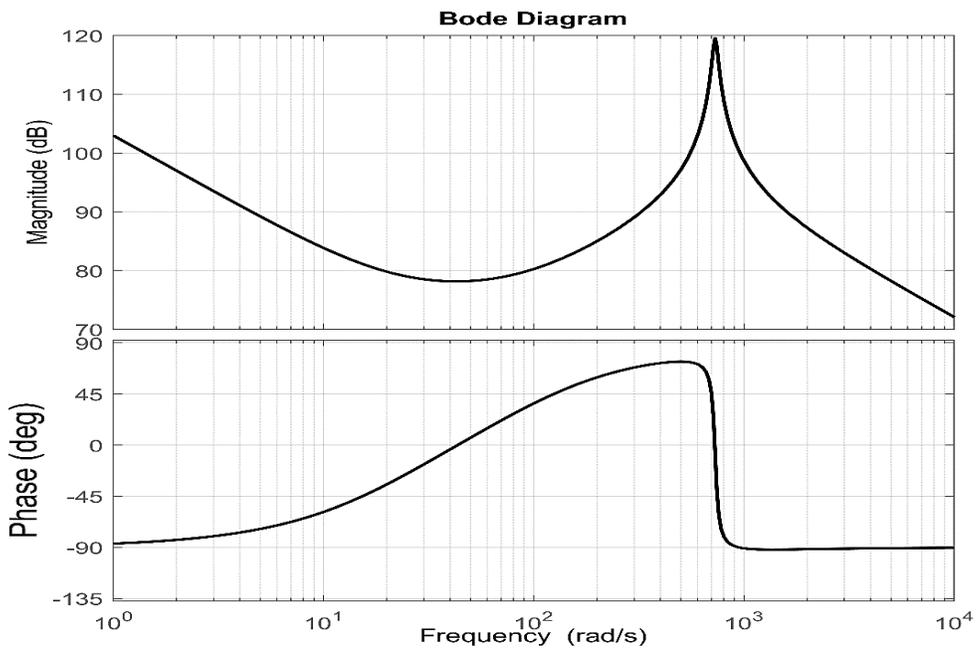


Figure III. 12. La réponse fréquentielle de la fonction de transfert Z_i avec régulation

Les figures III.11et III.12 Représentent respectivement la réponse fréquentielle de la fonction de transfert de la chaine direct $Zi = G_{id}.G_{ci}$ avec et sans régulateur.

On peut voir clairement que la fréquence a augmenté alors ça va garantir une grande marge de fréquence dont $Zi \gg 1$ avec une amélioration de la marge de phase donc elle va garantir la stabilité du notre système.

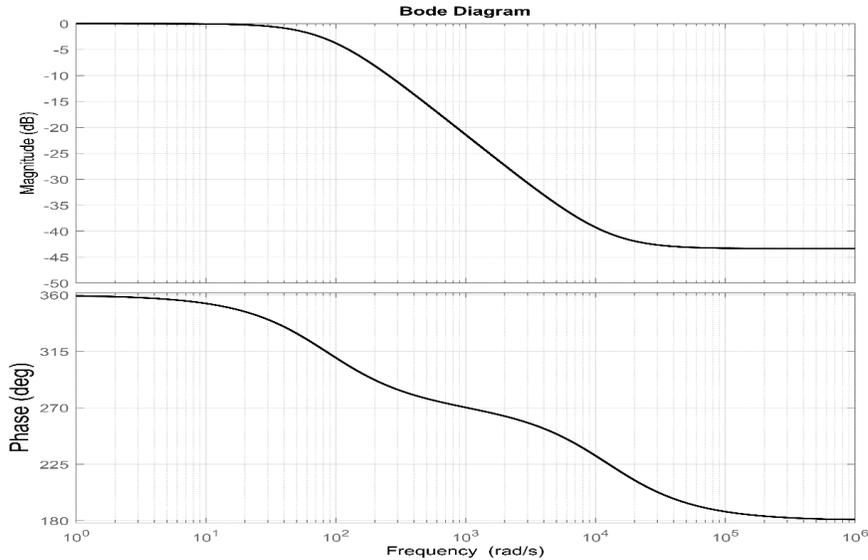


Figure III. 13. La réponse fréquentielle de fonction de transfert Ki sans régulation

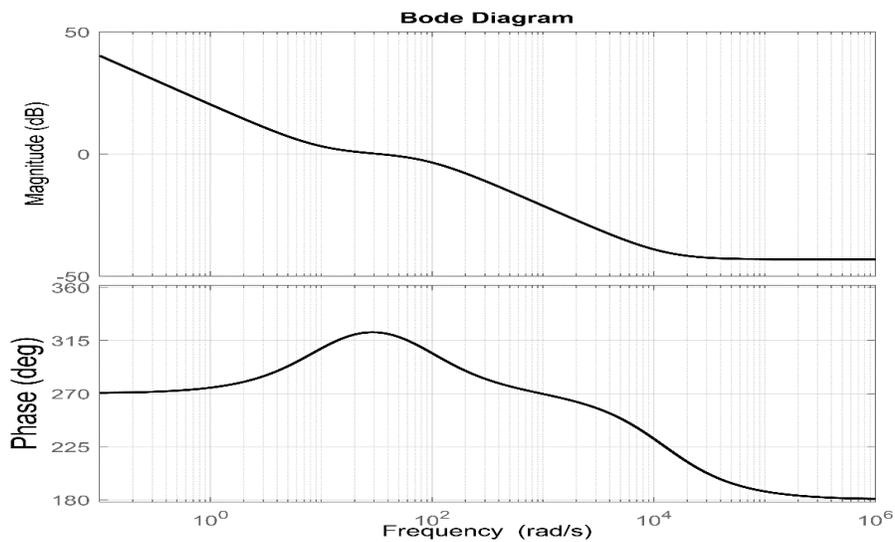


Figure III. 14. La réponse fréquentielle de fonction de transfert Ki avec régulation

Les figures III.13 et III.14 représentent respectivement la réponse fréquentielle de fonction de transfert Ki en boucle fermée de convertisseur Boost avec et sans régulateur.

On peut constater que le gain de Ki est égal 1 a la fréquence 32rad/s. Donc la région ou la fréquence est inférieure au contrôle de la sortie est acceptable.

Afin d'assurer une marge de phase (positive), nous allons adopter un régulateur de type PI avec une fonction de transfert est égale a. $G(s) = \left(Kp + \frac{Ksi}{s} \right)$ (III.30)

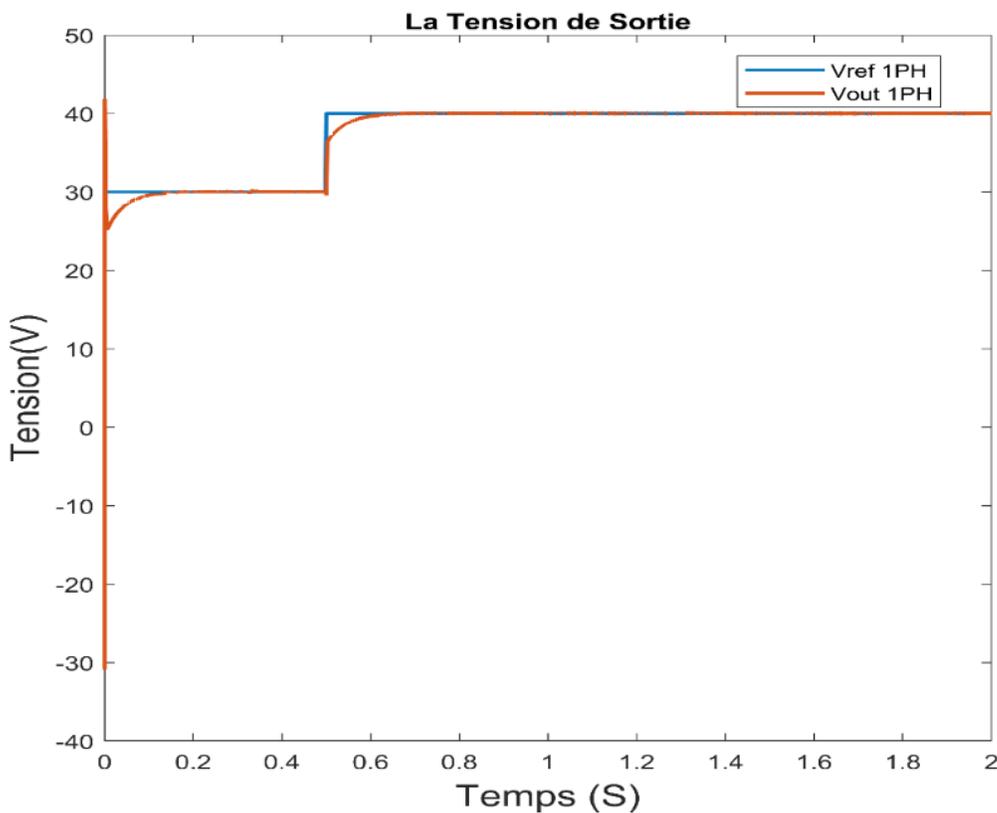


Figure III. 15. La réponse temporelle de la tension de sortie

A partir de la figure III.15 qui représente la réponse temporelle de la tension de sortie du convertisseur Boost à une phase pour deux références. On perçoit avec clarté que la tension de sortie suit parfaitement la référence avec une très bonne dynamique.

III.6 Contrôle de tension direct d'un boost à deux phases

Dans cette partie, on va essayer de contrôler la tension de sortie de notre convertisseur à deux phases. La structure du réglage tension en boucle fermée est donnée comme suite :

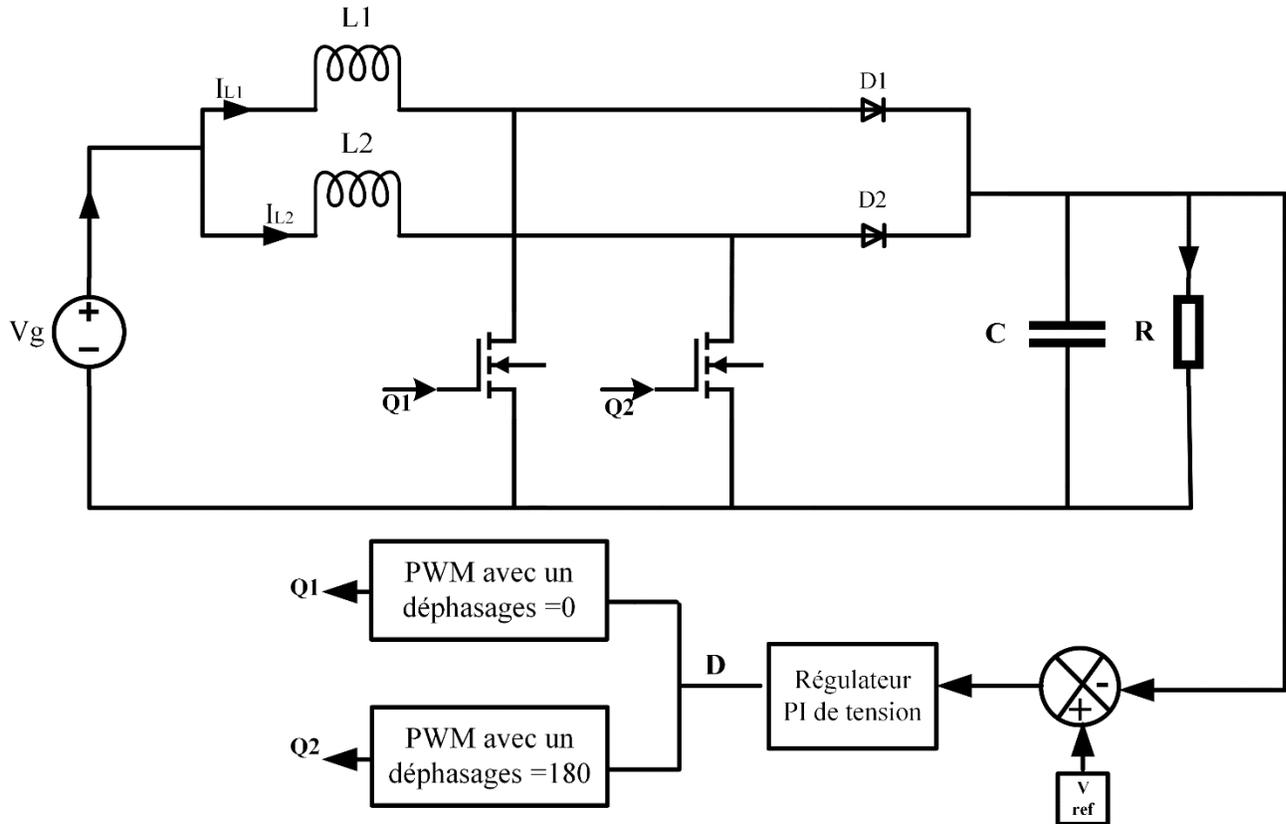


Figure III. 16. Boost à deux phase avec contrôle de tension

Note que les impulsions de commande de commutation vers les commutateurs sont déphasées par π .

Puisque on a la même tension d'entrée et le mêmes rapport cyclique D , ainsi que les inductances son identiques C'est-à-dire que le partage de courant égal entre chacune des phases donc tous les modules sont identiques dans des conditions de fonctionnement idéales. Alors Les fonctions de transfert du convertisseur a deux étages restant les mêmes qu'un convertisseur a une seule phase. Ainsi que l'étude de comportement temporel et fréquentiel pour étudier le modèle du convertisseur développé restants les mêmes.

III.6.1 Résultats de simulation

Nous allons développer les simulations du modèle du convertisseur d'un boost à deux phases en boucle fermée avec contrôle de tension comme illustre la Figure III.17. Les paramètres du convertisseur boost à deux phases sont :

Tableau.III.3 Les paramètres du convertisseur boost a deux phases

Grandeur	V_g	$L1$	$L2$	C	R	F_s	V_{ref}	D
Valeur	20V	1mH	1mH	470 μ F	50 Ω	10000 Hz	30et40	0.5

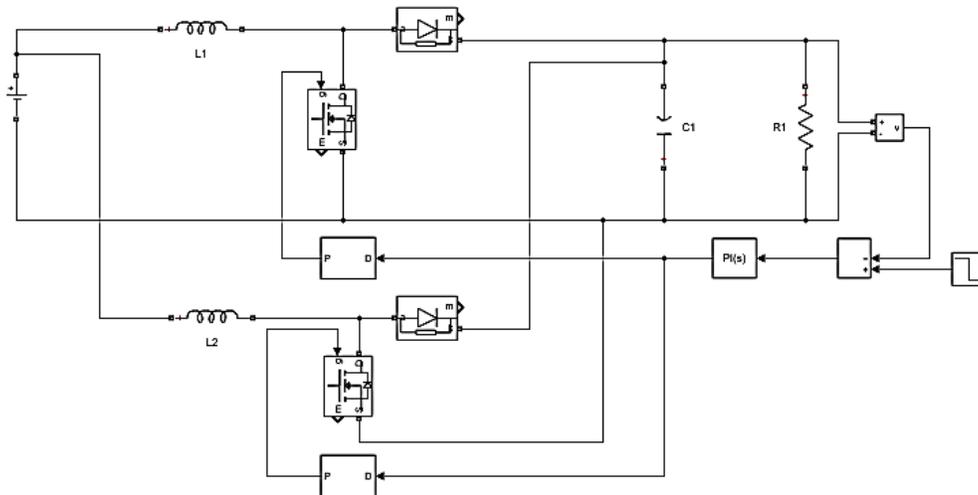


Figure III. 17. Schéma bloc du convertisseur boost a deux phase avec réglage de tension

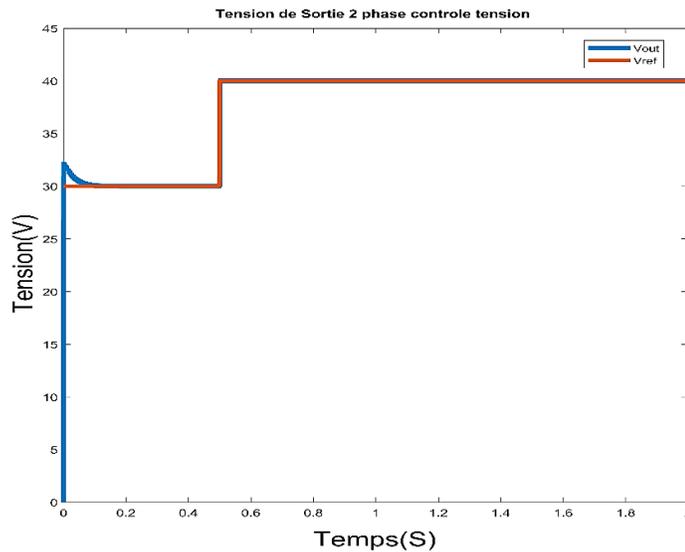


Figure III. 18. La réponse temporelle de la tension de sortie d'un boost a deux phases

La figure III.18 présente la réponse de la tension d'un boost à deux étages, on peut voir que la tension de sortie suit la référence avec une très bonne dynamique est un temps de repense très rapide inférieure a 0.05s ce qui montre que notre régulateur est bien réalisé.

III.7 Commande en courant de la tension d'un convertisseur boost à deux phase (peak mode control)

Les paramètres de la simulation restent les même, la structure du réglage tension courant est donnée comme suite :

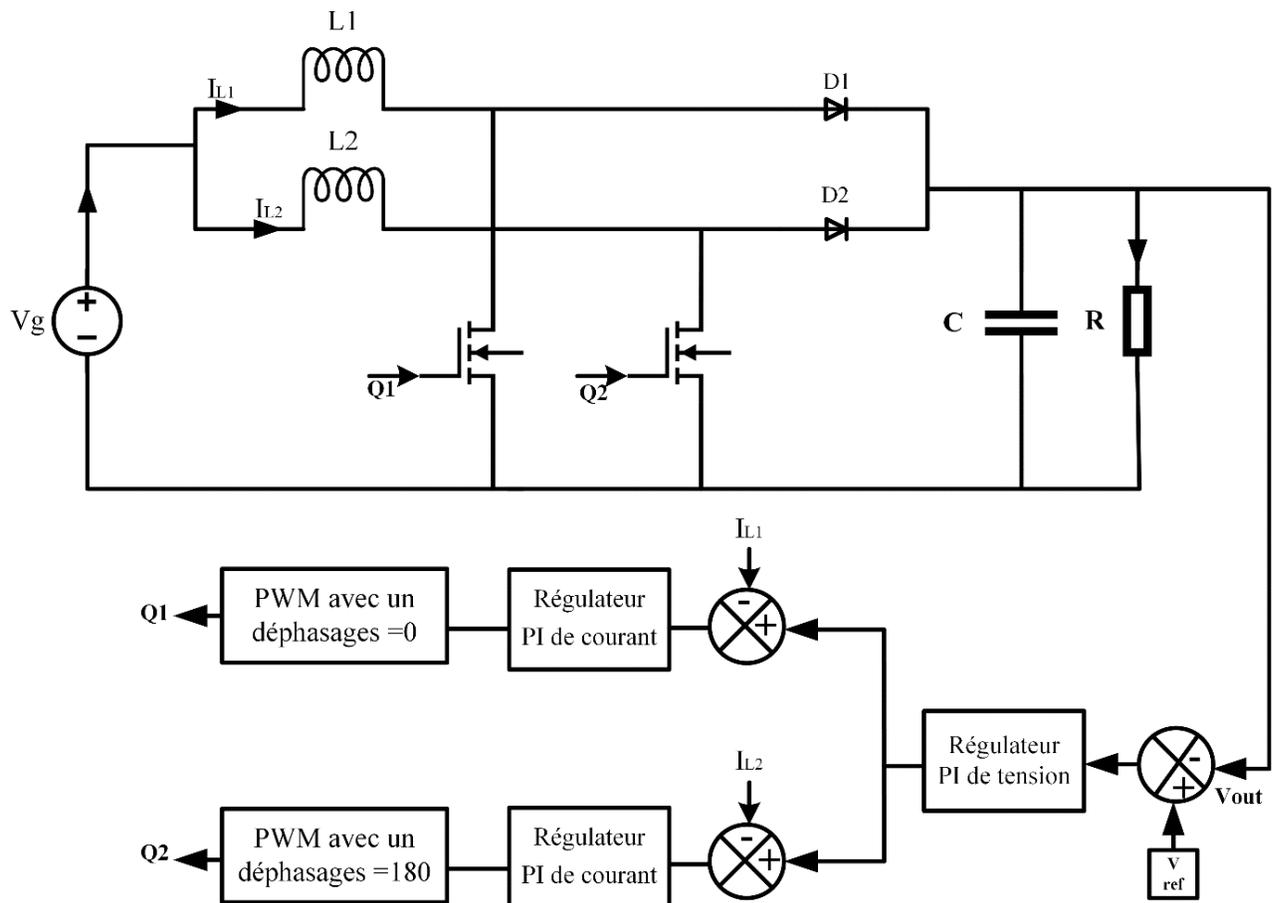


Figure III. 19. Convertisseur boost deux phases avec commande tension courant

III.7.1 Résultats de simulation

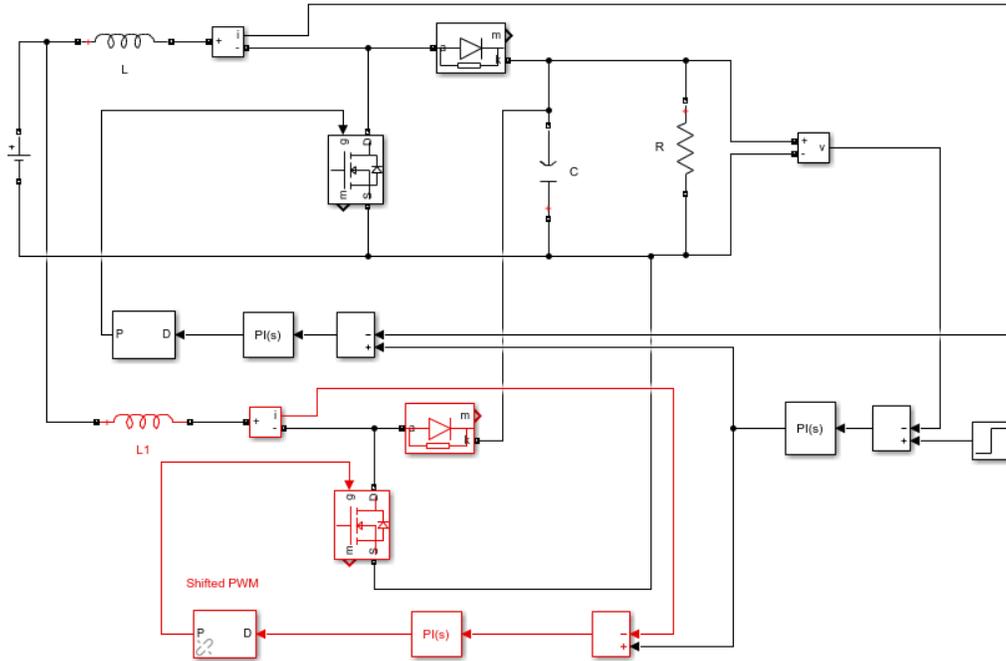


Figure III. 20. Schéma bloc du convertisseur boost à deux phase avec commande tension courant

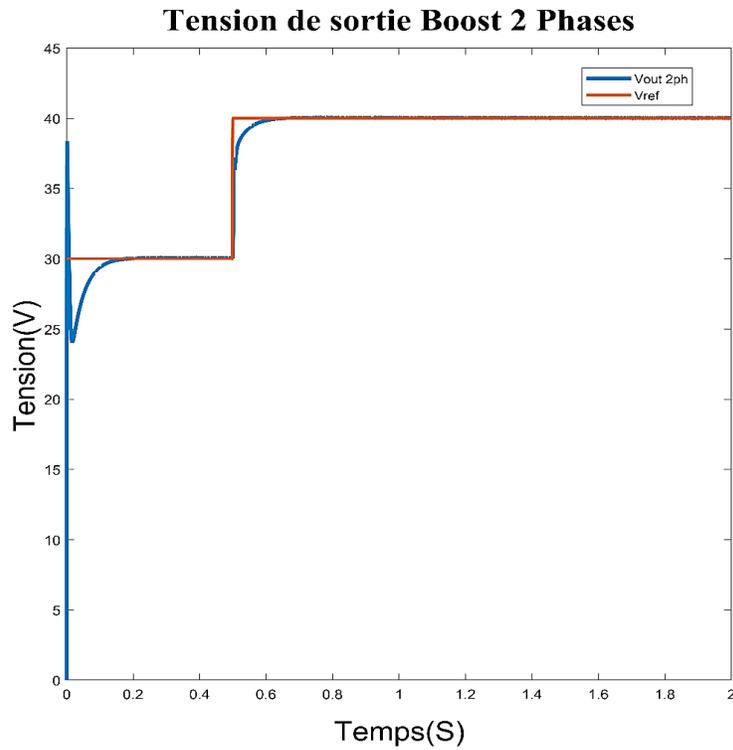


Figure III. 21. La réponse temporelle de la tension de sortie

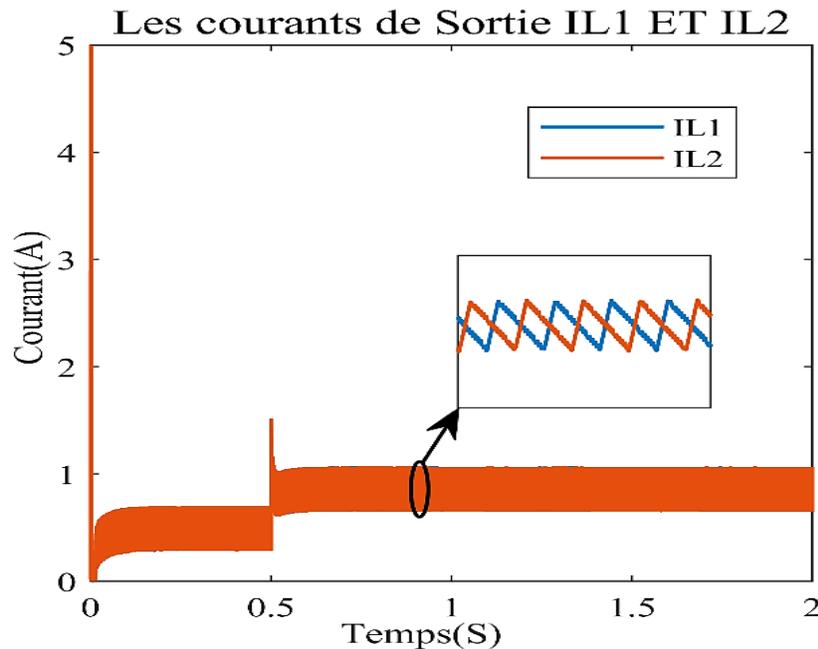


Figure III. 22. La réponse temporelle des courants des inductances

Les figures III.21 et III.22 représentent respectivement la réponse de la tension de sortie et des courants d'inductances du convertisseur Boost à deux phases. Donc on constate que la tension de sortie suit parfaitement la référence avec une bonne dynamique et les courants (IL1, IL2) sont déphasés l'un par rapport à l'autre par 180 degrés.

III.8 Commande par Mode glissant des convertisseurs de puissance DC / DC

La commande par mode glissant est naturellement prise en compte lorsqu'il s'agit de circuits commandés par des dispositifs de commutation. Les convertisseurs de puissance comprennent par nature des dispositifs de commutation et il est donc simple de concevoir une loi de commande en mode glissant

Traditionnellement, la modulation de largeur d'impulsion PWM est utilisée pour contrôler les convertisseurs de puissance DC-DC. Cependant, la commande de mode glissant devient de plus en plus un choix préféré pour de nombreux concepteurs en raison de sa réduction d'ordre, de sa faible sensibilité aux perturbations et aux variations de paramètres et ses qualités de robustesse et de performance dynamique, et de sa facilité de mise en œuvre en raison de son exigence matérielle minimale. [12]. Donc on va introduire cette commande à notre convertisseur DC/DC boost, en premier lieu on va développer les équations pour l'appliquer sur un boost 1 étage ensuite on va développer les équations du deuxième étage.

III.9 Commande par Mode glissant d'un boost à une phase

Le modèle d'état du convertisseur boost à une phase est donné par :

$$\dot{x}_1 = -(1-q)\frac{1}{L}x_2 + \frac{V_g}{L} \quad (\text{III.31})$$

$$\dot{x}_2 = (1-q)\frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (\text{III.32})$$

Où $x_1 = i_L$ et $x_2 = V_{out}$ et la fonction de commutation q est donnée par l'équation

$$q = \begin{cases} 1, & \text{l'interrupteur est fermé} \\ 0, & \text{l'interrupteur est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Le courant souhaité est obtenu à partir de la boucle de tension externe comme suit :

$$\dot{x}_1 = \frac{V_{ref}^2}{RV_g} \quad (\text{III.34})$$

Où V_{ref} est la tension de sortie souhaitée. La fonction de commutation de la commande de courant interne est définie comme :

$$s = x_1 - \dot{x}_1 \quad (\text{III.35})$$

Afin d'imposer le courant x_1 pour suivre le courant \dot{x}_1 souhaité, le contrôle u peut être conçu comme:

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(s)) \quad (\text{III.36})$$

Le contrôle équivalent est obtenu lorsque on suppose que $s = \dot{x}_1 = 0$ dans (III.31) et résolvez pour l'entrée de contrôle u comme :

$$u_{eq} = 1 - \frac{V_g}{x_2} \quad (\text{III.37})$$

Donc la commande U est définie comme suit : $U = u + u_{eq}$

III.9.1 Résultats de simulation

Nous allons développer la simulation du modèle du convertisseur boost à une phase en boucle fermée commandé par la technique du mode glissant. Les Figures (III.23 III.24) présentent la tension de sortie et le courant d'inductance. Les paramètres du convertisseur boost une phase restent les mêmes.

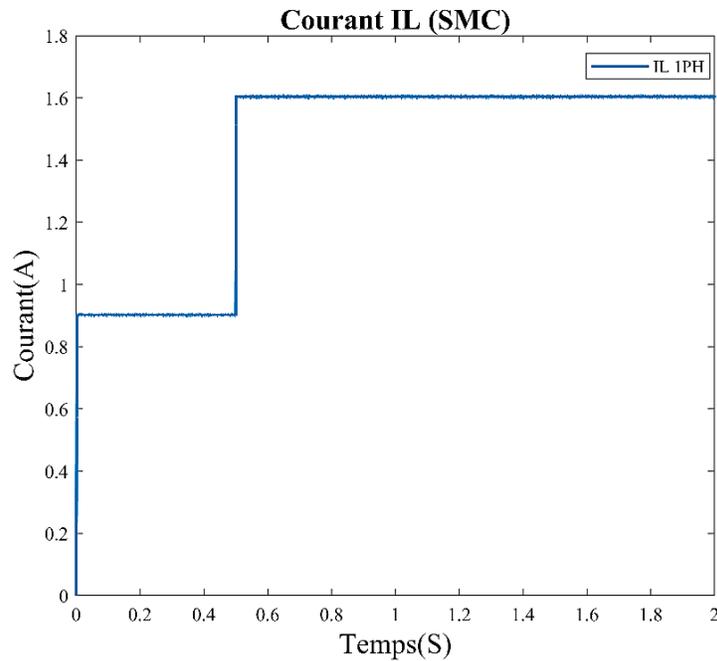


Figure III. 23. La réponse temporelle de courant d'inductance d'un boost une phase avec SMC

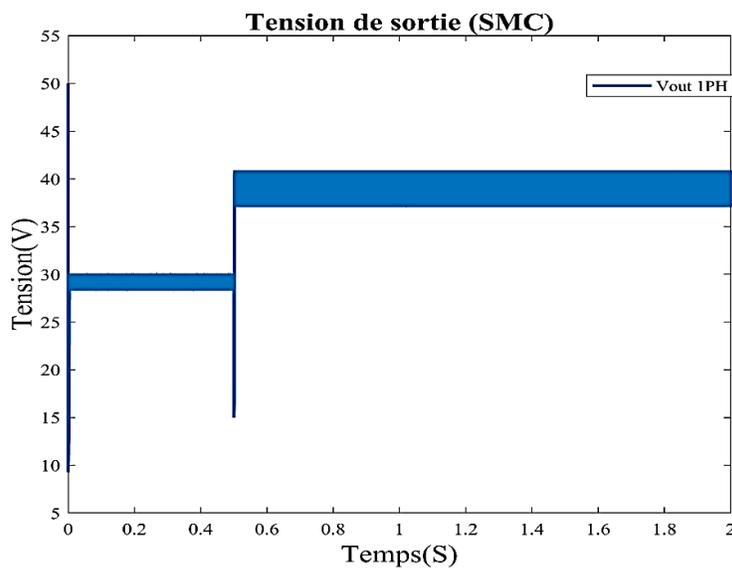


Figure III. 24. La réponse temporelle de la tension de sortie d'un boost a une phase avec SMC

La figure III.24 représente la réponse de la tension de sortie du convertisseur Boost a une phase. On peut voir que la tension de sortie suit la référence avec une dynamique très rapide mais on note quelques ondulations du au phénomène de Chattering. Pour remédier à ce problème, il faut augmenter la fréquence de commutation mais pratiquement c'est impossible, alors on va augmenter le nombre de phase est voir les résultats par la suit.

III.10 Commande par mode glissant d'un boost à deux phases

Maintenant, laissez le convertisseur de puissance en **n** phases être implémenté comme indiqué sur la figure III.25. [13]

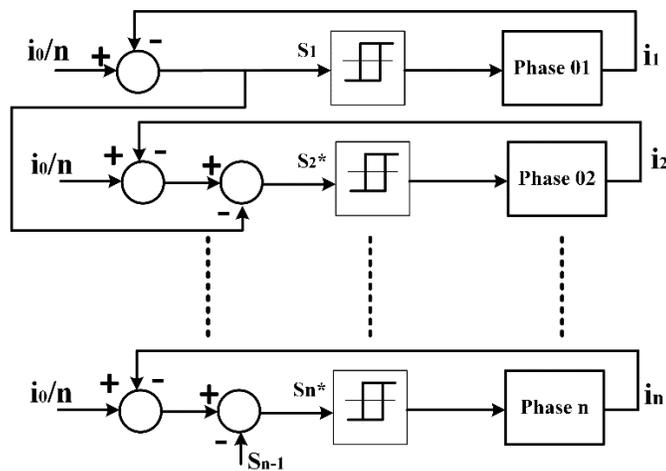


Figure III. 25. Modèle de convertisseur de puissance avec n phases

La fonction de commutation de chaque convertisseur de puissance est donnée par [13] :

$$s_1 = i_1 - i_0 / n \tag{III.38}$$

$$\dot{s}_2 = s_2 - s_1, s_2 = i_2 - i_0 / n \tag{III.39}$$

$$\dot{s}_k = s_k - s_{k-1}, s_k = i_k - i_0 / n \quad \text{Pour } k=2,3, 4, \dots, n \tag{III.40}$$

La commande de commutation pour chaque convertisseur de puissance est donnée par :

$$u_1 = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(s_1)) \tag{III.41}$$

$$u_k = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(\dot{s}_k)) \quad \text{Pour } k=2,3, 4, \dots, n \tag{III.42}$$

III.10.1 Résultats de simulation

Nous allons développer la simulation du modèle du convertisseur boost à deux phases en boucle fermée commandé par la technique du mode glissant suivant les équations III.38 III.39 III.41 III.42 les résultats sont illustrés dans la figure III.26

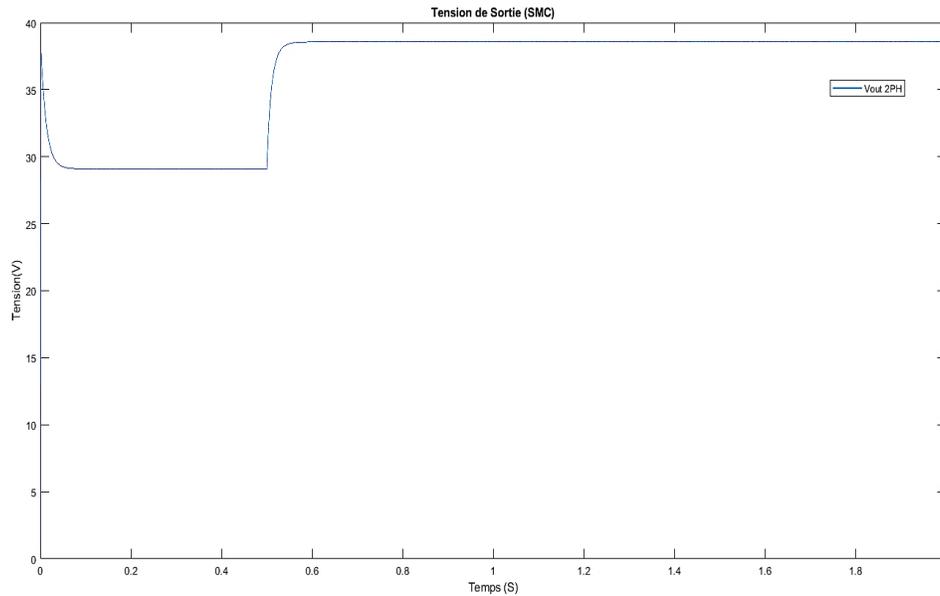


Figure III. 26. La réponse temporelle de la tension de sortie d'un boost à deux phases avec SMC

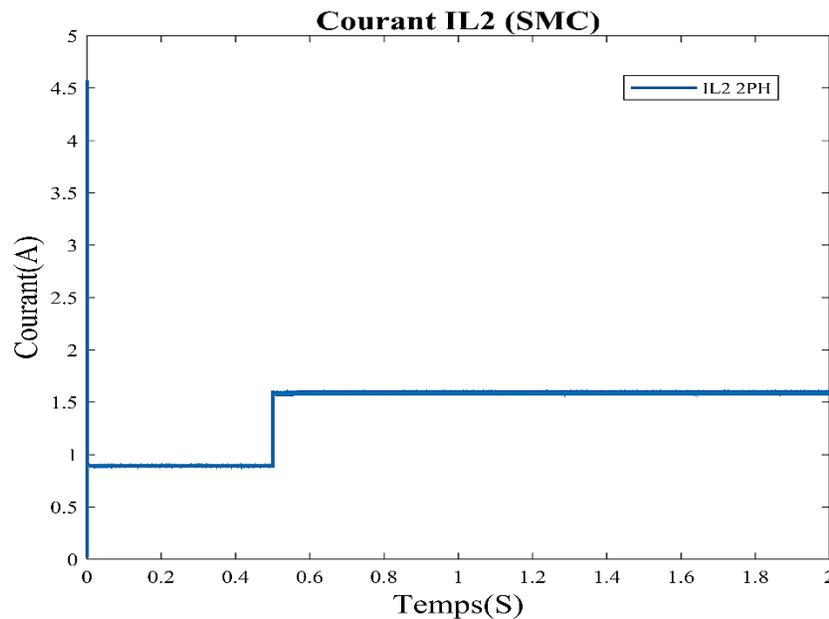


Figure III. 27. La réponse des courants des inductances d'un boost à deux phases avec SMC

Les figures III.26 III.27 représentent respectivement la réponse de la tension de sortie et les courant des inductances du convertisseur Boost à deux phases. Alors, on peut voir clairement que la tension de sortie suit la référence avec de très bonnes performances. En outre, on note une diminution significative des ondulations dues au phénomène de Chattering. La figure III.28 montre une comparaison entre la réponse de la tension pour un boost à une phase et deux phases avec la commande mode glissant.

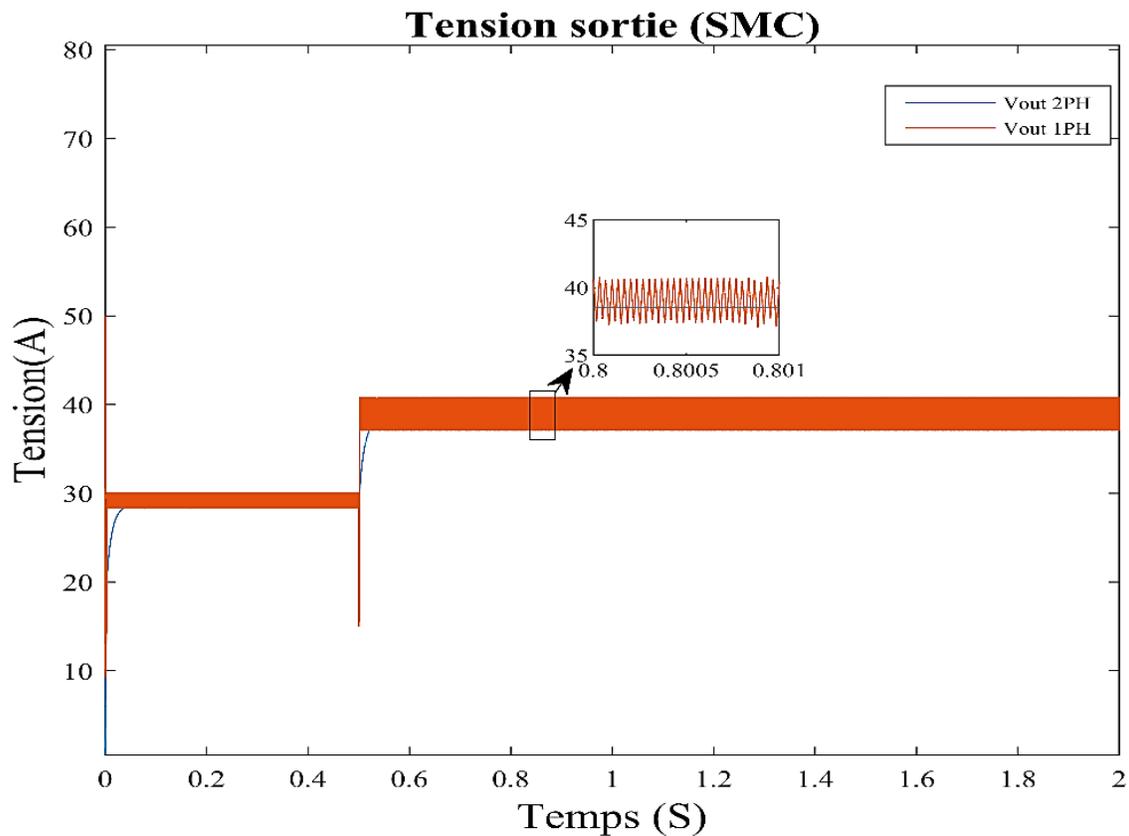


Figure III. 28. La réponse temporelle de la tension de sortie d'un boost une et deux phases avec SMC

III.11 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation dynamique et le contrôle du convertisseur multi-phasé parallèle (Boost). Deux types de contrôles ont été appliqué à savoir le contrôle classique via des régulateurs PI et le contrôle par mode glissement. On a remarqué que le mode glissant donne des résultats meilleurs par rapport au réglage classique en termes de performances. En outre, nous avons constaté que le convertisseur à deux phases permet de réduire les ondulations de tension due au phénomène de broutement.

CHAPITRE IV

Conception Et Réalisation Du Boost

Deux Phases

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, la réalisation expérimentale du convertisseur boost à deux phases sera présentée. Il sera question dans un premier lieu de présenter le banc d'essai expérimental, ensuite les principaux résultats expérimentaux obtenus pour le boost à une phase et deux phases. Notons que nous utilisons la carte Dspace (DS-1104) pour le contrôle du convertisseur afin de générer les instants de commutation à base de la technique MLI. Les résultats obtenus seront discutés à la fin de ce chapitre.

IV.2 Schéma expérimental global

La figure IV.1 illustre le banc d'essai expérimental monté au niveau du laboratoire de génie électrique et plasma (LGEP). Il consiste à un circuit de convertisseur boost à deux phases réalisé, alimentation DC, carte Dspace 1104, carte de mesure et une charge.

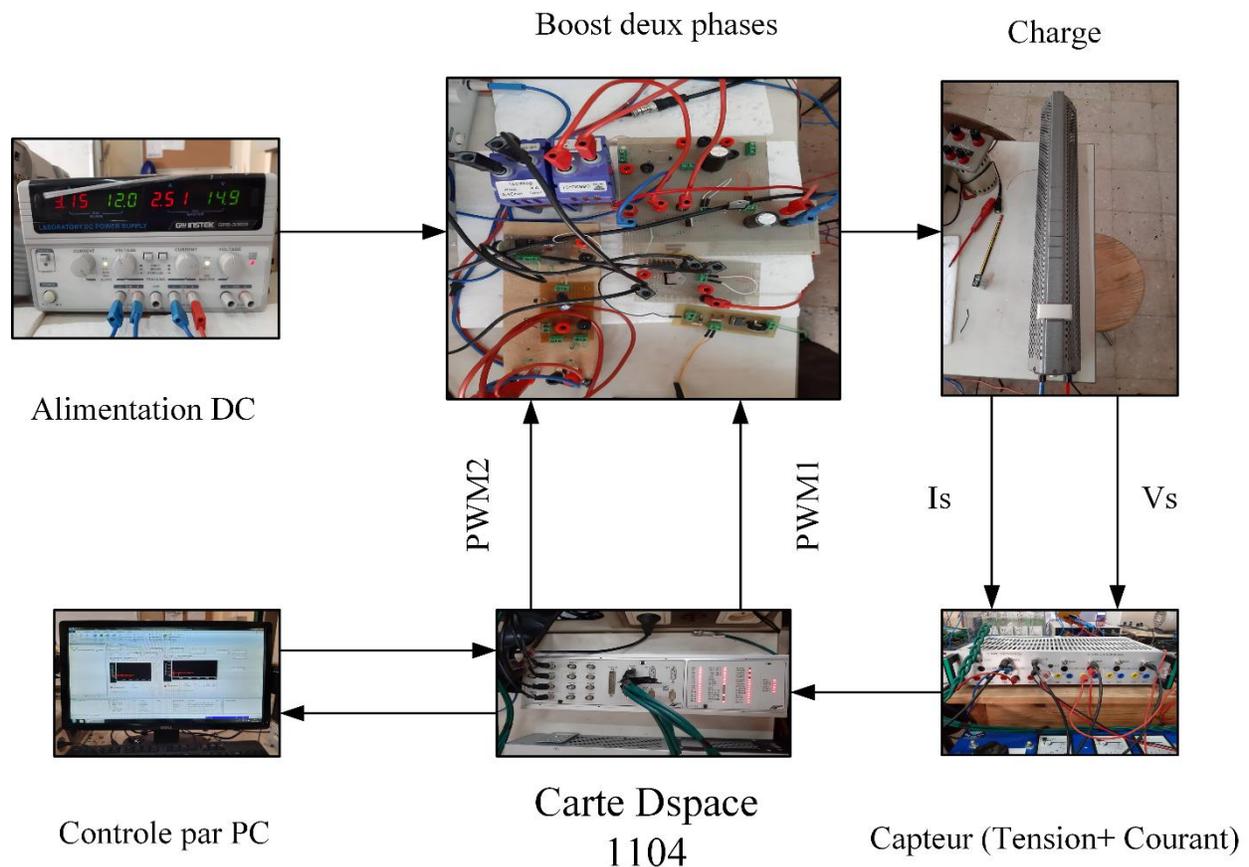


Figure IV. 1. Schéma du banc d'essai expérimental.

IV.2.1 Carte DSPACE

De nos jours, les contrôleurs numériques utilisant des cartes de prototypage Dspaces sont de plus en plus utilisés vu leurs performances. Le pilotage en temps réel des systèmes continus se fait à l'aide d'un PC connecté à la carte dSPACE DS1104. La programmation se fait à l'aide de l'outil de modélisation SIMULINK, qui aide à poser le problème d'une manière graphique en utilisant les blocs interconnectés. En fait, beaucoup de systèmes de développement en temps réel à base de DSP viennent maintenant avec une interface à Simulink par laquelle ils peuvent convertir les blocs de Simulink en un code machine qui peut être exécuté sur un système à base de DSP. Ceci réduit considérablement le temps de développement et de prototypage pour le control des systèmes. Le prototypage passe alors par trois étapes :

1. Construction du système de commande en utilisant les blocs de Simulink
2. Simulation du système pour voir les résultats dans différents scénarios.
3. Exécution du modèle en temps réel à travers la carte DS1104.

Le processeur principal est un MPC8240, avec une horloge de 250MHz Parmi les nombreux avantages de la carte, ceux-ci sont les plus connus :

- Huit convertisseurs analogiques numériques (ADC) de 16 bits dont la tension d'entrée est comprise entre -10V et +10V,
- Huit convertisseurs numériques analogiques (DAC) de 16 bits dont la tension délivrée est comprise entre -10V et +10V,
- Un microprocesseur Motorola PowerPC 603e (250 MHz) et un DSP de Texas Instruments TMS 320F240 (20 MHz). Qui gère les entrées-sorties digitales,
- Deux ports d'entrées-sorties 16 bits recueillent les informations du codeur incrémental,
- Deux ports séries RS 232 et RS 485,
- 1 port slave servant à générer les signaux PWM.

L'ordinateur sert d'interface Homme/Machine et permet de contrôler tout le processus de commande. Ses principales fonctions peuvent être résumées comme suit :

- Programmation d'algorithmes d'une loi de commande en utilisant Matlab/Simulink,

- Compilation, génération de code et le linkage avec le compilateur Texas Instruments dédié aux processeurs TMS320,
- Chargement de l'application dans la mémoire de la carte de commande Dspace 1104 et son contrôle,

L'Acquisition des données et esquisse des différents signaux se fait via Control Desk qui est une interface qui permet de visualiser en temps réel différentes variables du programme développé sous Simulink et de modifier également des paramètres définissant le mode de fonctionnement des blocs constituant le schéma Simulink. La visualisation de variables ou de signaux et la modification de paramètres sont possibles par l'intermédiaire d'instruments graphiques que l'on peut sélectionner dans la fenêtre instruments. L'espace de travail sous Control Desk est composé :

- d'une fenêtre de navigation (Navigator), elle liste les Layouts, la carte connectée et le programme en cours.
- de l'aire de travail contenant le Layout,
- d'une fenêtre contenant les instruments pour la création d'un Layout (instrument selector),
- et d'une fenêtre d'outils (tools window), la fenêtre des variables Simulink (fichier .sdf). Les variables sont représentées sous forme d'arbre en correspondance avec les blocs et sous blocs du programme Simulink. Il existe trois modes de fonctionnement sous Control Desk :
 - 1- Le mode Layouting : mode de construction de Layout
 - 2- Le mode Standard : mode permettant de tester la validité des connexions entre le Layout et les variables Simulink.
 - 3- Le mode Measuring : mode d'exécution du programme contenu dans le DSP avec le Layout comme IHM.

IV.2.2 Capteurs de mesures

Il est composé d'ensemble des capteurs tension LV 25-P, courant LTS 25-NP. Ce sont des capteurs pour la mesure électronique en (DC AC pluse ...etc.). Qui se caractérisent par la séparation galvanique entre le circuit primaire et le circuit secondaire

Un circuit de conditionnement de signale est utilisé pour l'adaptation de la tension de sortie du capteur avec carte Dspace (0... 10V) [9]

IV.2.2.1 Capteurs de tension LV 25-P

Caractéristiques

1. Transducteur de courant en boucle fermée (compensé) à effet Hall
2. Boîtier en plastique isolant reconnu selon UL 94-V0
3. Tension de sortie $\pm 12V$



Figure IV. 2. Capteurs de tension LV 25-P

Principe d'utilisation

Pour une mesure de tension, le courant proportionnel à la tension mesurée doit être passé à travers une résistance externe R, qui est sélectionnée par l'utilisateur et installée en série avec le circuit primaire du transducteur [10]

IV.2.2.2 Capteurs de courant LTS 25-NP

Caractéristiques

- a. Transducteur de courant en boucle fermée (compensé) à effet Hall
- b. Tension d'alimentation unipolaire
- c. Boîtier isolant en plastique reconnu selon UL 94-V0
- d. Conception compacte pour le montage sur PCB
- e. Résistance de mesure intégrée
- f. Résistance de mesure étendue
- g. Tension de sortie $\pm 2.5V$



Figure IV. 3. Capteurs de courant LTS 25-NP

IV.3 Choix des composants

IV.3.1 Transistors MOSFET

Le convertisseur DC/DC multi-phase est basé sur des Transistors de type MOSFET IRF 840, commandé par des signaux MLI complétement par les drivers HCNW 3120. Nous avons porté notre choix sur ce type de transistor pour plusieurs raisons [6]

- Il est commandé par la grille en tension et non en courant comme les transistors bipolaires.
- Il supporte une tension entre son Drain et sa Source de 500V.
- Il supporte un courant de Drain de 8 A, à température ambiante et de 5 A à 100°C.
- Il possède une faible résistance entre son Drain et sa Source à l'état fermé

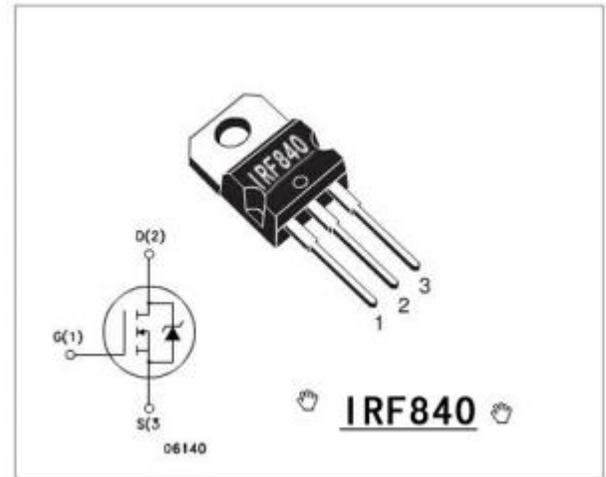


Figure IV. 4. Transistor de type MOSFET IRF 840

IV.3.2 L'opto-coupleur

Un opto-coupleur est un dispositif composé de deux éléments électriquement indépendants, mais optiquement couplés à l'intérieur d'une enveloppe parfaitement étanche. Le rôle d'un opto-coupleur est d'assurer une isolation galvanique (aucune liaison électrique) entre deux systèmes électriques, la partie commande et la partie puissance.

Dans la réalisation de notre hacheur série on a utilisé le HCPL3120 pour ces caractéristiques : [7]

- Vitesse de commutation 500 ns.
- Il supporter un courant de 2A a 2.5A à la sortie.
- Il fonctionne dans une Plage de température industrielle : -40 °C à 100 °C.

Ces opto-coupleurs sont idéaux pour piloter les IGBT de puissance et les MOSFET utilisés dans plusieurs applications de contrôle et de commande. La tension et le courant fournis par ces opto-coupleurs les rendent idéaux pour piloter directement des IGBTS avec des valeurs allant jusqu'à 1200 V / 100 A. La série HCPL-3120 peut être utilisée pour piloter un étage de puissance discret qui pilote la gâchette de l'IGBT avec une tension d'isolation $V_{IORM} = 630 \text{ V peak}$

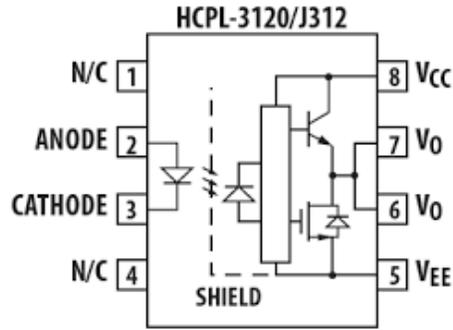


Figure IV. 5. Circuit interne du HCPL 3120.

IV.4 Schémas électroniques des convertisseurs boost

Les schémas présentés dans les figures Figure IV.6, Figure IV.7 illustrent respectivement les configurations complètes de convertisseur boost à une phase et deux phases sous le logiciel Proteus. L'avantage d'un tel logiciel est de permettre de simuler le comportement physique des composants choisis pour cette réalisation.

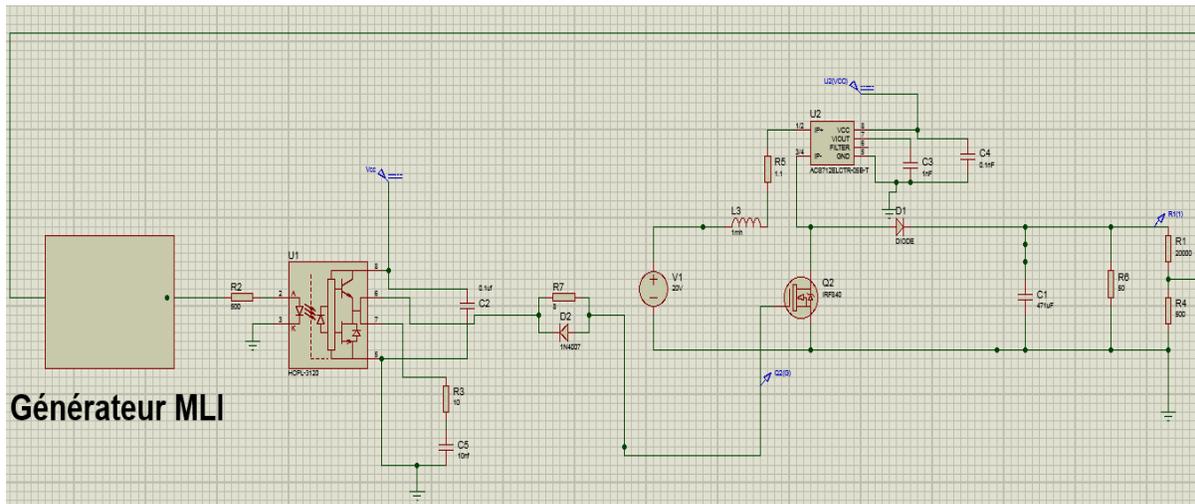


Figure IV. 6. Schéma global de l'hacheur parallèle à une phase en boucle fermée

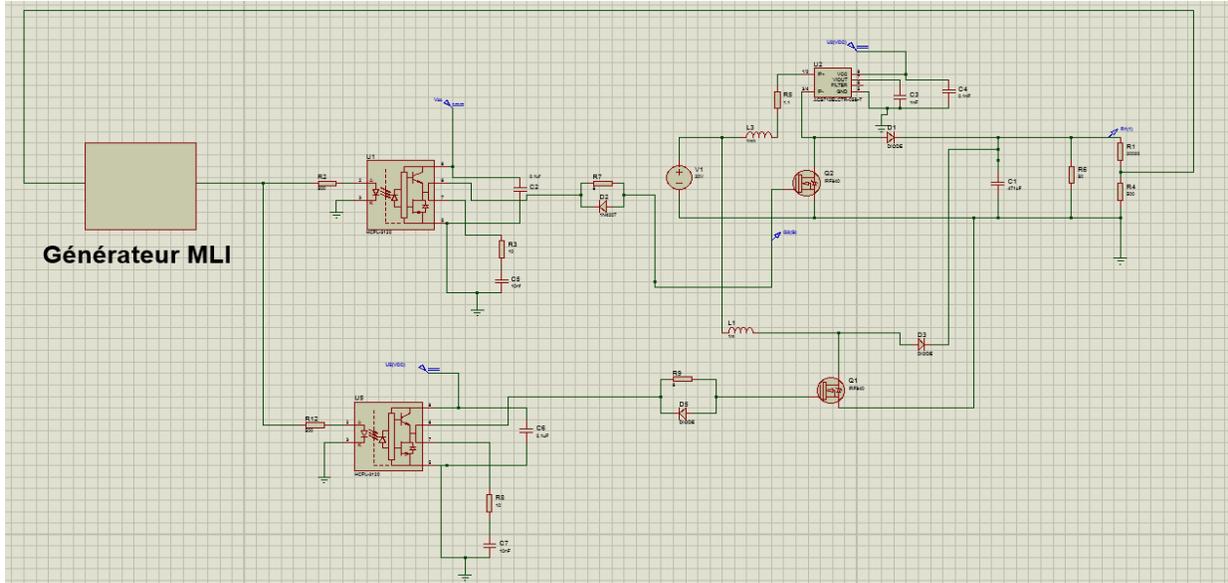


Figure IV. 7. Schéma global de l’hacheur parallèle à deux phases en boucle fermée

Afin de valider le fonctionnement de notre boost, la réalisation du système a été établie dans le laboratoire « Laboratoire de Génie Electrique et de Plasmas ». Les paramètres de l’hacheur sont présentés dans le tableau (Tableau IV.1).

Tableau.IV.1 Paramètre et composants du Hacheur parallèle

Vin	12 V
L1	1 mH
L2	1 mH
C	470 μF
R	150 ohms
f	25000/50000Khz

La liste des composants utilisés dans cette manipulation ainsi leurs références sont mentionnées dans le tableau (Tableau IV.2)

Tableau.IV.2 Matériel de la manipulation

Matérielles	Référence	
2 Diode de schottky	STTA3006PI	
2 Driver	HCPL 3120	9930
2 Transistor Mosfet	IRF 840	PNP
Capacités	Céramique	100 <i>nF</i>
		0.1 <i>uF</i>
	Chimique	470 <i>uF</i>
Résistances		100 <i>ohms</i>
		10 <i>Kohm</i>
		1.2 <i>Kohm</i>
		500 <i>ohms</i>
		8 <i>ohms</i>
		30 <i>ohms</i>
2 Inductances	L	1 <i>mH</i>
Carte Dspace	DS-1104P	25000 <i>KHZ</i>
Oscilloscope	GDS-2104	100 <i>MHZ</i>
Alimentation (15,-15v)	SO 3538-8H	
Alimentation	GPD-3303S	

IV.5 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux de notre travail qui vont être présenté concernent les allures du courant de l'inductance et de la tension de sortie. Les tests considérés sont : boucle ouverte, contrôle direct de tension et contrôle de tension par la technique du contrôle de courant maximum (peak mode control) avec des régulateurs classiques de type PI.

IV.5.1 Boost a une phase

IV.5.1.1 Test en boucle ouverte :

Les Figures IV.8 (a) et (b) représentent respectivement les courbes de tensions et de courant de l'essai pratique en boucle ouverte pour une tension d'entrée 12V avec un rapport cyclique $D=0.5$. On remarque que la tension de sortie est plus grande que la tension d'entrée. On note que le convertisseur fonctionne correctement en tant qu'un convertisseur élévateur (Boost). En pointant que pour tous les essais faite le calibre de mesure du courant est fixé à 100 mV/A.

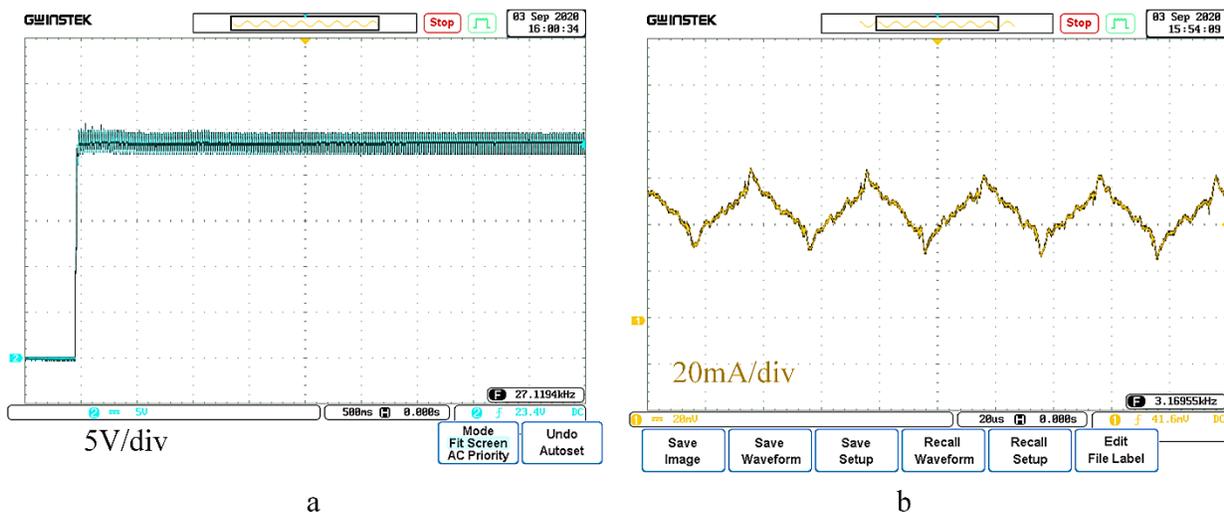


Figure IV. 8. Résultat expérimental en boucle ouverte : (a) tension (b) courant

IV.5.1.2 Commande du convertisseur boost a une phase en boucle fermée :

a. Contrôle direct de la tension

La Figure IV.9 représente la courbe de tension de l'essai pratique en boucle fermée avec une référence de 22V. On constate que le régulateur PI assure une bonne suite dont l'erreur statique est nulle et un temps de réponse rapide.

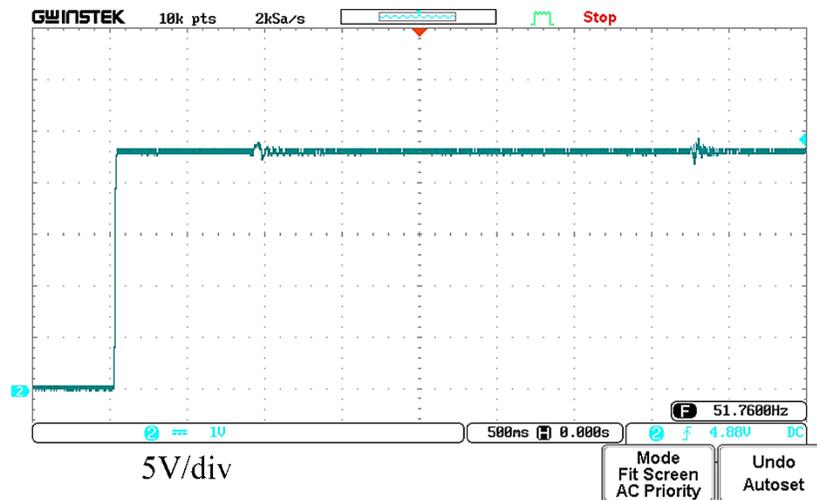


Figure IV. 9. Résultat expérimental de la tension en boucle fermée

b. Commande de tension et de courant (CPM) : peak mode contrôle

La Figure IV.10 (a) et (b) illustrent respectivement les courbes de tension et de courant de l'essai pratique avec deux références de 20V et 30V pour un calibre de mesure de 50/Volt prise à l'aide d'un capteur de tension. On constate que la tension de sortie est bien contrôlée suite au changement de la référence avec des bonnes performances en termes de dynamique et poursuite grâce à l'action des deux régulateurs (internes et externes).

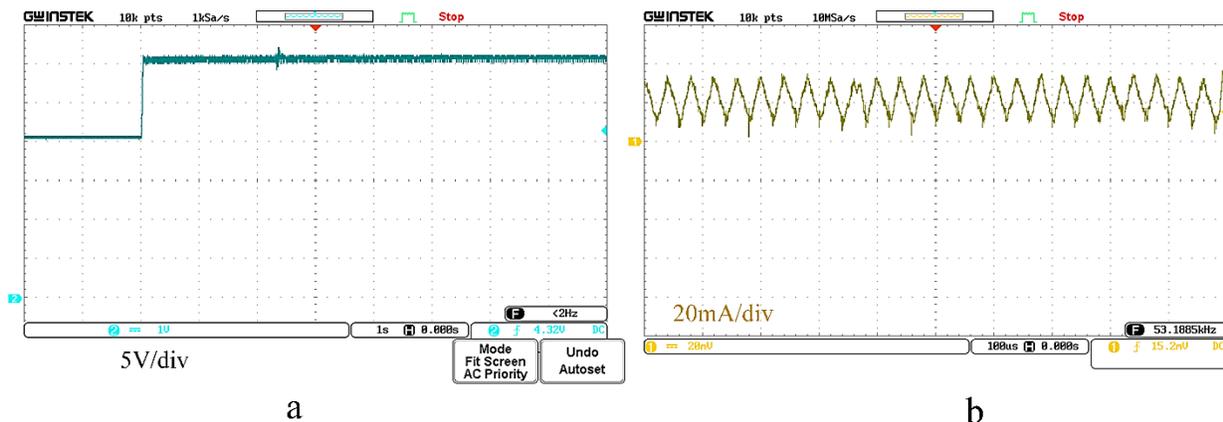


Figure IV. 10. Résultat expérimental en boucle fermée (a) tension (b) courant

En conclusion, on peut dire que la commande de tension de sortie du boost a une phase dans le mode direct ou avec contrôle du courant maximum est bien validée par les tests expérimentaux présentés avec des bonnes performances. Dans la suite de ce chapitre, nous allons s'intéresser au boost à deux phases fonctionnant en mode non simultané.

IV.5.2 Boost deux phases

Dans le mode non simultané, il est nécessaire de générer les signaux MLI de tel sort qu'ils soient déphasés par un angle de $2\pi/n$. La Figure IV.11 illustre les deux signaux MLI générée à l'aide de la carte DSpace 1104 pour la commande des drivers du convertisseur a deux phases. On remarque que ces deux signaux sont déphasés l'un par rapport à l'autre de 180° .

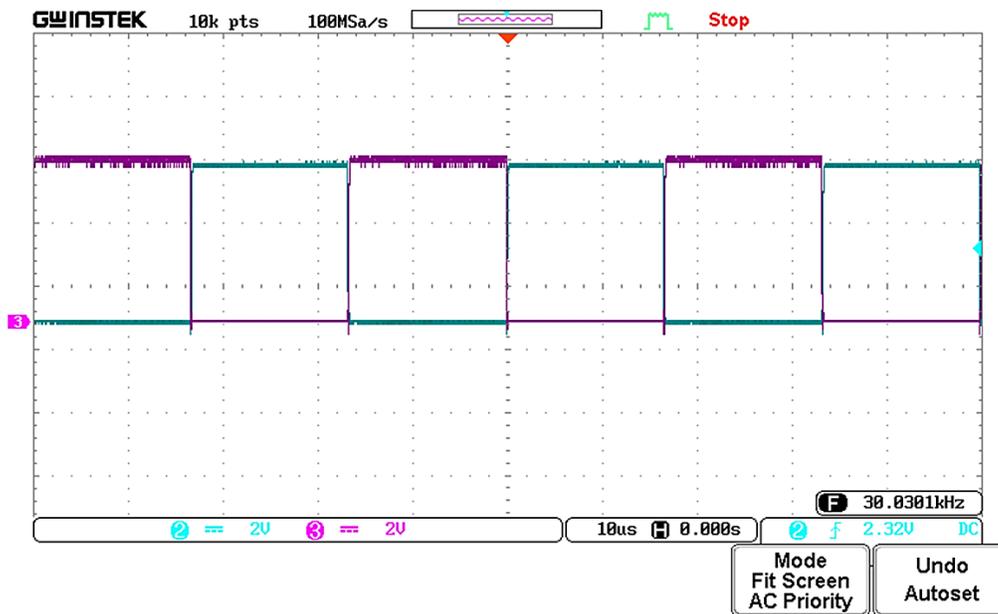


Figure IV. 11. Signale MLI des deux étages

IV.5.2.1 Test en boucle ouverte

La Figure IV.12 (a) et (b) représente respectivement les courbes de tensions et de courant de l'essai pratique en boucle ouverte pour une tension d'entrée 12V avec un rapport cyclique $D=0.5$, en mode interleaved. On remarque que la tension de sortie est plus grande que la tension d'entrée. Aussi, les courants des inductances sont déphasés par un angle de 180° suite à l'effet non simultané. On note une diminution des ondulations dans l'allure de la tension par rapport au test en boucle ouverte de convertisseur a une phase.

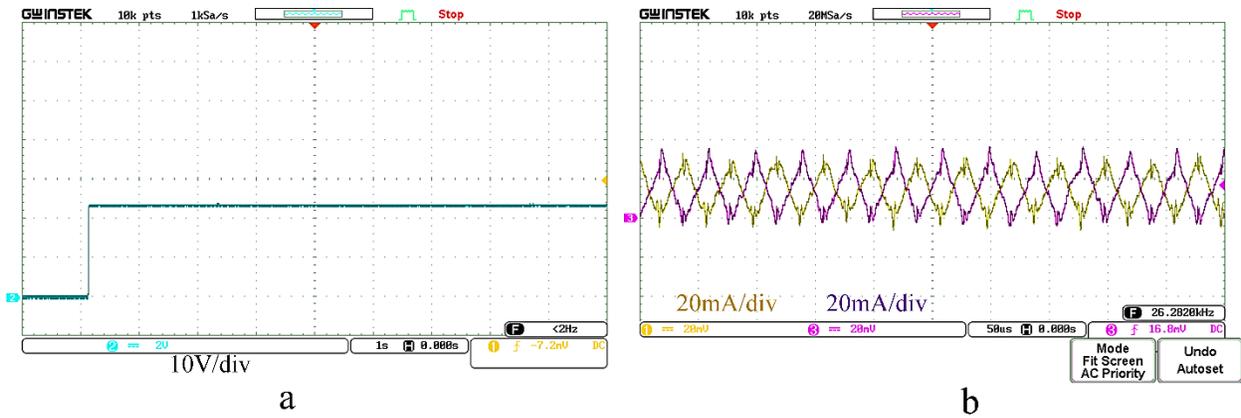


Figure IV. 12. Résultat expérimental en boucle ouverte (a) tension (b) courant

IV.5.2.2 Commande du convertisseur boost a deux étages en boucle fermée

a. Contrôle direct de tension

Dans cet essai, nous allons implémenter la commande du convertisseur dont la structure est illustrée dans la figure III.16 du chapitre 3. La Figure IV.13 représente la courbe de tension de l’essai pratique en boucle fermé avec une référence de 20V. On constate que la tension de sortie suit sa référence avec une bonne dynamique grâce à l’action du régulateur PI. On note un petit dépassement de très courte durée en régime transitoire. On peut déduire que la synthèse de ce régulateur PI fournit des résultats acceptables.

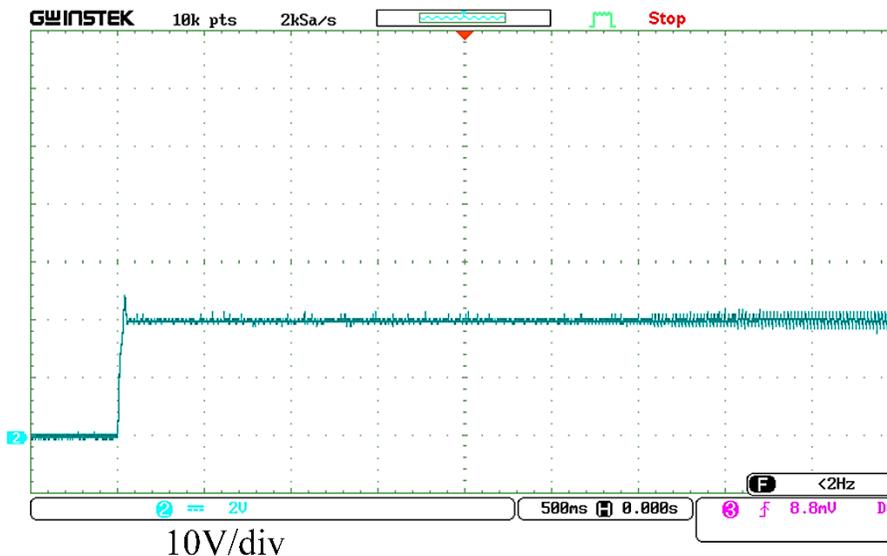


Figure IV. 13. Résultat expérimental de la tension en boucle fermée

b. Commande de tension et de courant (CPM) : peak mode contrôle

Dans ce test, nous allons implémenter la structure de la commande du convertisseur présentée dans la figure III.19 du chapitre 3. On note que deux régulateurs de courants seront utilisés dans cet essai. La Figure IV.14 (a) et (b) illustrent respectivement les courbes de tension et de courant de l'essai pratique du convertisseur parallèle à deux phases avec une référence de 30V. On constate que la tension de sortie suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique. En outre, les deux courants d'inductances suivent leurs références en valeur moyenne et en même temps sont interleaved. En conclusion, on peut dire que l'implémentation pratique de cette structure a fourni des résultats acceptables mais nécessite une amélioration envisagée dans les futurs travaux du laboratoire LGEP.

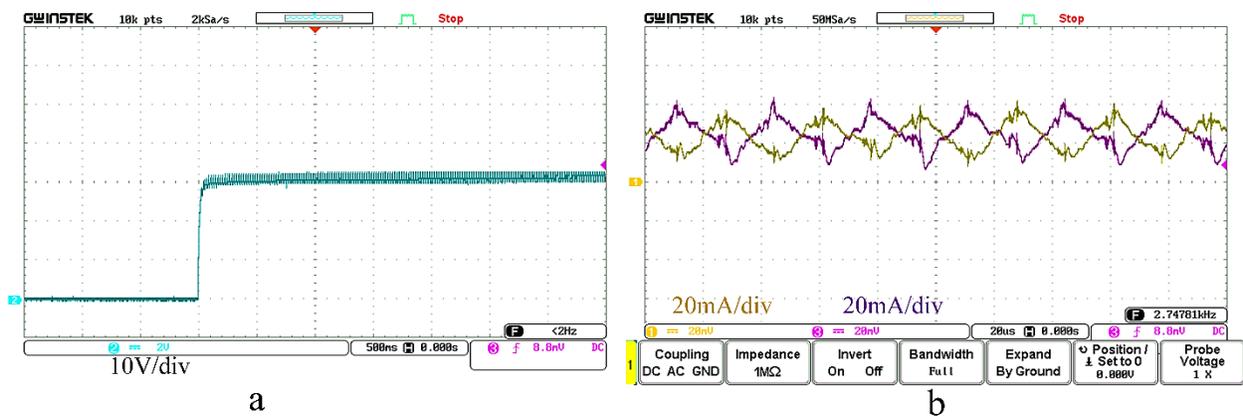


Figure IV. 14. Résultat expérimental en boucle fermée (a) tension (b) courant

IV.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté la mise en œuvre expérimentale du banc d'essai du convertisseur DC-DC multi-phasé (Boost à deux phases) monté au sein du laboratoire LGEP. L'utilisation de la carte Dspace1104 a joué le rôle d'un calculateur qui permet de générer les signaux MLI (PWM) adéquat pour le contrôle des deux Mosfet du convertisseur. Les résultats expérimentaux obtenus pour le contrôle de la tension de sortie ont montré la validité des résultats de simulation. Toutefois, on n'a pas présenté les résultats de la commande de mode glissant à cause des délais liée à la pandémie du Covid 19

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'intérêt de ce travail était l'étude, la commande et la réalisation d'un convertisseur statique DC-DC multi-phases de type Boost (élevateur). L'idée principale consistait à investiguer les caractéristiques de ce type de convertisseur (interleaving, structure, contrôle...) par rapport au convertisseur usuel.

Dans le premier chapitre, nous avons commencé par des généralités sur les convertisseurs DC-DC multi-phases, en citant leurs différentes configurations basiques existantes, leurs avantages et inconvénients. En outre, un bref état d'art sur ces convertisseurs est présenté.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation statique du convertisseur DC-DC parallèle (Boost) à deux phases. Dans la partie de simulation de ce chapitre, nous avons montré l'effet du mode non simultanée (interleaving mode) pour la réduction des ondulations de la tension et du courant de sortie.

Le troisième chapitre traite la modélisation dynamique du convertisseur multi-phasé parallèle (Boost) en vue de sa commande tension par le réglage du courant en utilisant des régulateurs classiques connu sous le nom peak mode control. En outre, nous avons appliqué la commande par mode glissant sur ce convertisseur.

Au dernier chapitre on a présenté la réalisation pratique de notre convertisseur boost à deux phases ainsi les résultats expérimentaux des essais effectués en boucle ouverte, fermée, et contrôle de tension et courant pour les deux phases via un régulateur classique de type PI. Suite aux test effectuée, nous avons obtenu des résultats satisfaisants. Concernant, la commande mode glissant, nous n'avons pas assez de temps pour la réaliser à cause de la situation sanitaire liée à la pandémie du Covid19

Enfin, nous proposons certaines perspectives qui peuvent être envisagées :

- Améliorer le contrôle de la tension de sortie par l'adoption d'autres types de réglage
- Améliorer la qualité de la puissance en augmentant le nombre de phases

BIBLIOGRAPHIES

BIBLIOGRAPHIES

- [1] J. C. Brandelero, “Conception et réalisation d’un convertisseur multicellulaire DC/DC isolé pour application aéronautique,” PhD Thesis, 2015.
- [2] E. Durán, S. P. Litrán, and M. B. Ferrera, “An interleaved single-input multiple-output dc-dc converter combination,” CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2020.
- [3] B. A. Miwa, “Interleaved conversion techniques for high density power supplies,” PhD Thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1992.
- [4] W. Robert and M. ERICKSON, FUNDAMENTALS OF POWER ELECTRONICS. SPRINGER NATURE, 2020.
- [5] Y. Y. Phyo and T. L. Naing, “Modeling and Simulation of Two-Phase Interleaved Boost Converter Using Open-Source Software Scilab/Xcos,” International Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 12, no. 10, pp. 766–771, 2018.
- [6] “IRF840 Datasheet, PDF - Alldatasheet.”
https://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=Datasheet%20irf840&gclid=CjwKCAjw74b7BRA_EiwAF8yHFA1Zo3jE3z-K1Lmt2hWPNJ5qDgEOu_E1DIRKiXWMNGRb9Q_6AtLNOxoC56YQAvD_BwE (accessed Sep. 16, 2020).
- [7] “HCPL-3120 Datasheet, PDF - Alldatasheet.”
https://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=Hcpl3120%20datasheet&gclid=CjwKCAjw74b7BRA_EiwAF8yHFOQcwDwP9rYXIHVRvj-9QW4BU8Ow7m81lqvOmvF4cw5JYOr8xnlHxoCtXUQAvD_BwE (accessed Sep. 16, 2020).
- [8] “STTA3006PI DIODE Datasheet pdf - VOLTAGE DIODE. Equivalent, Catalog.”
<https://datasheetspdf.com/pdf/527357/STMicroelectronics/STTA3006PI/1> (accessed Sep. 16, 2020).
- [9] “LV 25-P | Capteur de courant LEM LV, 0 → 14 12→15 V, Effet Hall à Boucle fermée | RS Components.” <https://fr.rs-online.com/web/p/transducteurs-de-courant/0286361/> (accessed Sep. 16, 2020).
- [10] “LTS 25-NP - Current Transducer, LTS Series, PCB, 25A, -80A to 80A, 0.2 %, Voltage Output, 5 Vdc.” <https://www.newark.com/lem/lts-25-np/current-sensor/dp/03P9861> (accessed Sep. 16, 2020).
- [11] Y. Badaoui and A. Lakhdar Toumi, “Etude et conception d’un convertisseur DC–DC Boost,” Master Thesis, Ibn Khaldoun, Tiaret, 2018.
- [12] Y. M. Alsmadi, V. Utkin, M. A. Haj-ahmed, and L. Xu, “Sliding mode control of power converters: DC/DC converters,” International Journal of Control, vol. 91, no. 11, pp. 2472–2493, 2018.

BIBLIOGRAPHIES

- [13] K. Al-Hosani and V. I. Utkin, "Multiphase power boost converters with sliding mode," in 2009 IEEE Control Applications, (CCA) & Intelligent Control, (ISIC), 2009, pp. 1541–1544.
- [14] A. Khosroshahi, M. Abapour, and M. Sabahi, "Reliability Evaluation of Conventional and Interleaved DC–DC Boost Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5821–5828, Oct. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2380829.
- [15] R.-J. Wai and B.-H. Chen, "High-Efficiency Dual-Input Interleaved DC–DC Converter for Reversible Power Sources," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2903–2921, Jun. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2275663.
- [16] O. Hegazy, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "Analysis, modeling, and implementation of a multidevice interleaved DC/DC converter for fuel cell hybrid electric vehicles," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4445–4458, 2012.
- [17] E. Ribeiro, A. J. M. Cardoso, and C. Boccaletti, "Open-Circuit Fault Diagnosis in Interleaved DC–DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 3091–3102, Jun. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2272381.
- [18] F. Bento and A. J. Marques Cardoso, "Open-circuit fault diagnosis in interleaved DC-DC boost converters and reconfiguration strategy," in *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Aug. 2017, pp. 394–400, doi: 10.1109/DEMPED.2017.8062385.
- [19] W. Li and X. He, "An Interleaved Winding-Coupled Boost Converter With Passive Lossless Clamp Circuits," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1499–1507, Jul. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2007.900521.
- [20] Y.-S. Roh, Y.-J. Moon, J. Park, and C. Yoo, "A Two-Phase Interleaved Power Factor Correction Boost Converter With a Variation-Tolerant Phase Shifting Technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 1032–1040, Feb. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2262313.
- [21] W. Khadmun and W. Subsingha, "High Voltage Gain Interleaved DC Boost Converter Application for Photovoltaic Generation System," *Energy Procedia*, vol. 34, pp. 390–398, Jan. 2013, doi: 10.1016/j.egypro.2013.06.767.
- [22] N. Benyahia *et al.*, "MPPT controller for an interleaved boost dc–dc converter used in fuel cell electric vehicles," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 39, no. 27, pp. 15196–15205, Sep. 2014, doi: 10.1016/j.ijhydene.2014.03.18

ملخص:

تتعلق الدراسة المقدمة في هذه المذكرة بالنمذجة والتحكم والتصميم لمحول DC-DC متعدد الطوابق من نوع Boost ، الهدف هو تطوير اداة من اجل اجراء تجارب مخبرية للتحكم في شدة التوتر وتيار الوشيعتين ، بناءً على لوحة (Dspace (DS-1104 تم تقسيم العمل إلى أربعة اجزاء : في الجزء الأول ,قمنا بتطوير نموذج خطي للمحول من أجل التحكم في التوتر مصحوبًا بعمليات محاكاة من أجل اداء المنظمات المستخدمة بعد ذلك ، قمنا بتطوير تقنية تحكم أخرى وهي التحكم في ذروة التيار (peak mode controle)، ثم استخدمنا تقنية تحكم عن طريق الوضع الزلق. أخيرًا، انتقلنا إلى التنفيذ العملي للمحول. أظهرت النتائج التجريبية التي تم الحصول عليها صحة نظامنا.

الكلمات الرئيسية :- بطاقة، Dspace (DS-1104), محول DC/DC متعدد الطوابق , Boost

Résumé :

L'étude présentée dans ce mémoire concerne la modélisation, le contrôle et la conception d'un convertisseur DC-DC multi-phasé de type Boost (hacheur parallèle). L'objectif est de développer une expérimentation permettant de commander la tension de sortie et le courant des deux inductances du boost à deux phases à base d'une carte Dspace (DS-1104). Le travail a été divisé en quatre parties : dans la première partie nous avons élaboré un modèle linéaire du convertisseur pour pouvoir calculer la commande classique accompagnée par des simulations afin d'analyser les performances des régulateurs utilisés. Ensuite, nous avons élaboré une autre technique de commande qui est le contrôle maximum du courant (peak mode control). En outre, nous avons appliqué le contrôle par mode glissant suivi par des simulations évaluant ce type de commande. Enfin, nous avons procédé à la mise en œuvre pratique de notre circuit. Les résultats expérimentaux obtenus ont montré la validité de notre système.

Mots-clés : Convertisseur DC-DC multi-phasée, Boost, carte Dspace (DS-1104).

Abstract:

The study presented in this thesis concerns the modeling, control and design of the multi-phase DC-DC converter of the Boost type. The goal is to develop an experiment to control the output voltage and current of the two-phase boost inductors, based on a Dspace card (DS-1104). The work was divided into four parts: in the first part we developed a linear model of the converter to be able to calculate the drive accompanied by simulations in order to analyze the performance of the regulators used. Then, we developed another control technique which is the maximum control of the current (peak mode control). In addition, we applied control by sliding mode followed by simulations evaluating this type of control. Finally, we proceeded to the practical implementation of our circuit. The experimental results obtained showed the validity of our system.

Keywords: Multi-phase DC-DC converter, Boost, Dspace card (DS-1104).