

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Ibn Khaldoun Tiaret

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Commande Electrique



Réf :

THÈSE

En vue de l'obtention du
Diplôme de Doctorat 3ème cycle LMD

Thème

Etude, conception et contribution à la commande des
Convertisseurs DC-DC multi-phasés

Présenté par :
Monsieur BADAOUY Yacine

Devant le jury composé de :

M. SEBAA Morsli	Professeur (Université de Tiaret)	Président
M. ALLAOUI Tayeb	Professeur (Université de Tiaret)	Examineur
M. TADJINE Mohamed	Professeur (Ecole Nationale Polytechnique)	Examineur
M. BOUDIAF Mohamed	Professeur (Université de Djelfa)	Examineur
M. GOUICHICHE Abdelmadjid	MCA (Université de Tiaret)	Directeur de thèse
M. MESLEM Youcef	Professeur (Université de Tiaret)	Co-Encadreur

Année universitaire 2024 – 2025

Remerciment

Je tiens tout d'abord à exprimer mes louanges à Allah qui nous a donné les facultés nécessaires pour réaliser notre thèse de Doctorat, et que le salut et la paix soient sur son prophète Mohamed.

Je souhaite ensuite exprimer ma profonde gratitude envers mon encadreur, Gouichiche Abdelmadjid, pour sa précieuse guidance, ses conseils avisés et son soutien constant tout au long de ce travail de recherche.

Un remerciement spécial va également à mes chers parents, dont le soutien indéfectible, l'amour et les encouragements ont été une source inépuisable de motivation.

Enfin, mes remerciements vont à tout le groupe du laboratoire LGEP pour leur collaboration, les discussions enrichissantes et l'atmosphère inspirante qui ont grandement contribué à l'aboutissement de ce projet.

Table des Matières

LISTES DE SYMBOLES ET D'ABRÉVIATIONS	viii
TABLEAU DES FIGURES	xiii
LISTE DES TABLEAUX	xiv
INTRODUCTION GENERALE	1
I GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS DC-DC	5
I.1 Introduction	6
I.2 Définition des convertisseurs DC-DC	6
I.3 Classification des convertisseurs DC-DC	6
I.3.1 Les convertisseurs non-isolés	8
I.3.1.1 Convertisseur Buck	8
I.3.1.2 Convertisseur Boost	9
I.3.1.3 Convertisseur Buck-Boost	9
I.3.1.4 Convertisseur Sepic	9
I.3.1.5 Convertisseur Cuk	10
I.3.1.6 Le convertisseur Zeta	10
I.3.2 Les convertisseurs isolés	11
I.3.2.1 Le convertisseur Flyback	11
I.3.2.2 Convertisseur Push-pull	12
I.3.2.3 Convertisseur en demi-pont	12
I.3.2.4 Un convertisseur résonant à éléments multiples	12
I.4 Les convertisseurs DC-DC multiphasés	13
I.4.1 Les différents topologies du convertisseur dc-dc multiphasé	13
I.4.1.1 Convertisseurs DC-DC multiphasés en série	14

I.4.1.2	Convertisseurs DC-DC multiphasés parallèles	15
I.4.2	Le fonctionnement du convertisseur DC-DC multiphasé	16
I.4.2.1	Mode simultané (non entrelacé)	16
I.4.2.2	Mode non simultané (entrelacé)	16
I.5	Etat de l'art	18
I.5.1	Les méthodes de contrôle	21
I.5.2	Analyse des performances et de la fiabilité des convertisseurs DC- DC entrelacés multiphasés	24
I.5.2.1	Répartition de la puissance	24
I.5.2.2	Amélioration du rendement	25
I.5.2.3	Continuité de service	26
I.6	Description du banc d'essai	26
I.7	Conclusion	28
II	Modélisation des convertisseurs boost monophasés et multiphasés	29
II.1	Introduction	30
II.2	Modélisation du convertisseur statique boost multiphasé	30
II.3	Modèle statique	30
II.3.1	Hacheur boost monophasé	30
II.4	Fonctionnement d'un convertisseur boost a deux phases	32
II.5	II.4 Généralisation sur m étages	35
II.6	Modèle dynamique d'un convertisseur DC-DC boost	36
II.6.1	Modèle linéaire (Small Signal Analysis)	36
II.6.1.1	Fonction de transfert du convertisseur Boost	37
II.6.1.2	Cas de m étage	38
II.6.2	Modèle non linéaire (Large signal analysis)	39
II.7	Conclusion	39
III	Commande du convertisseur Boost multiphasé	41
III.1	Introduction	42
III.2	Contrôle du convertisseur boost monophasé	42
III.2.1	Contrôle de mode tension	42
III.2.1.1	Résultats de la simulation	43
III.2.1.2	Contrôle en mode courant (peak mode control).	45

III.2.1.3	Modèle basique basé sur une méthode algébrique	46
III.2.1.4	Fonction de transfert de la boucle de tension	47
III.2.1.5	Résultats de simulation	47
III.3	Contrôle du convertisseur boost multiphasé	50
III.3.1	Contrôle du convertisseur boost a trois phases dans l'état normal	51
III.4	Contrôle du backstepping-supertwisting	52
III.4.1	Équations d'état du convertisseur boost triphasé	54
III.4.2	Commande de la boucle de tension (Super-Twisting)	54
III.4.3	Commande de la boucle de courant (Backstepping)	54
III.5	Conclusion	56
IV	Diagnostic des défauts et commande tolérante aux défauts d'un convertisseur DC-DC Boost multiphasé	57
IV.1	Introduction	58
IV.2	Défauts des convertisseurs DC-DC	58
IV.2.1	Défaut de l'inductance	59
IV.2.2	Défaut des condensateurs	60
IV.2.3	Défaut des interrupteurs	61
IV.2.3.1	Défaut de circuit ouvert (OCF)	61
IV.2.3.2	Défaut de court-circuit (SCF)	62
IV.2.3.3	Algorithmes de diagnostic des défauts appliqués sur les convertisseurs DC-DC	62
IV.3	Fonctionnement du convertisseur boost multiphasé en cas de défaut de OCF	66
IV.4	calcul de sélection harmonique (HSC)	67
IV.4.1	Analyse du contenu harmonique du courant d'entrée du convertisseur élévateur entrelacé sous différentes situations	68
IV.4.1.1	Contenu harmonique du courant d'entrée	68
IV.4.1.2	Analyse spectrale du courant d'entrée dans différentes situations	71
IV.5	La méthode proposée	74
IV.5.1	Seuil	75
IV.5.2	Algorithme de détection et configuration	76
IV.5.3	Reconfiguration par déphasage	77
IV.6	Résultat de Simulation	78

IV.7 Résultats expérimentaux	79
IV.8 Une conception d’observateur linéaire pour la détection rapide des défauts de commutateur d’ouverture des convertisseurs Boost entrelacés	82
IV.8.1 Modèle de convertisseur entrelacé	82
IV.8.2 Modèle d’observateur d’état	84
IV.8.3 La technique de détection de défauts proposée	85
IV.8.3.1 Algorithme de détection des défauts	85
IV.8.3.2 Seuil	85
IV.8.3.3 Évaluation de la détection du temps	87
IV.9 Résultat de Simulation	87
IV.10 Comparaison de deux techniques	90
IV.11 Conclusion	92
Conclusion générale	94
Bibliographie	97
Bibliographie	97

LISTES DE SYMBOLES ET D'ABRÉVIATIONS

DC-DC	Courant Continu-Courant Continu
VMC	Contrôle en mode tension
CMC	Contrôle en mode courant
PD	Proportionnelle-dérivée
PI	Proportionnelle – Intégrale
PID	Proportionnelle – Intégrale- dérivée
MPC	Contrôle prédictif par modèle
DBC	Contrôle à temps mort
SMC	Contrôle par mode glissant
FLC	Contrôle à logique floue
LTI	Les systèmes linéaires invariants dans le temps
MPPT	Suivi du point de puissance maximale
RTI	Interface Temps Réel
PCM	Peak Current Mode
OCF	Défauts de circuit-ouvert
HSC	Calcul de sélection harmonique
FTC	Stratégies de tolérance aux défauts
ESR	Résistance série équivalente
STLSP	Short Time Least Square Prony's
SCF	Défauts de court-circuit
FD	Détection de défauts
ESL	Inductance série équivalente
FPGA	Réseau de portes programmables par l'utilisateur
DFIG	Générateur à induction à double alimentation
CCM	Mode de conduction continue
DCM	Mode de conduction discontinue
BCM	Mode de conduction limite
IBC	Convertisseur boost entrelacé

D	Diode
P	Proportionnelle
PI	Proportionnelle – Intégrale
A_h	Proportionnelle – Intégrale – Dérivée
I_{ref}	Courant de reference
I_L	Courant d'inductance
V_{ref}	Tension de reference
D	Rapport Cyclique
V_L	Tension aux bornes de l'inductance
V_{in}	Tension d'entree
V_{out}	Tension de sortie
R	Resistance
T_i	fonction de transfert de la chaîne directe
V	Volte
mH	millihenry
μF	Microfarad
Ω	Ohm
kHz	kilohertz
m	Nombre des phases
Thr	Seuil

Table des figures

I.1	Classification des convertisseurs DC-DC.	7
I.2	Les convertisseurs non isolés : (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-Boost, (d) Sepic, (e) Cuk, (f) Zeta.	8
I.3	Les convertisseurs isolés : (a) Flyback, (b) Push-pull, (c) demi-pont	11
I.4	Convertisseurs DC-DC Boost multiphasés en série.	14
I.5	Convertisseurs DC-DC Boost multiphasés en parallèle.	15
I.6	Convertisseur Boost à deux étages.	17
I.7	Effet d'entrelacement.	18
I.8	Banc d'essai.	28
II.1	Convertisseur Boost monophasé avec interrupteurs idéaux.	30
II.2	Convertisseur Boost (interrupteur passant).	31
II.3	Convertisseur Boost (interrupteur bloqué).	31
II.4	Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance « V_L ».	31
II.5	Forme d'onde du courant s'écoulant dans la capacité.	31
II.6	Convertisseur Boost à deux phases.	32
II.7	Mode 1.	33
II.8	Mode 2.	33
II.9	Mode 3.	34
II.10	Mode 4.	34
II.11	Schéma canonique équivalent du modèle dynamique boost idéal.	37
II.12	Convertisseur DC-DC Boost	39
III.1	Convertisseur boost en boucle fermée.	43
III.2	Schéma bloc du convertisseur boost en boucle fermée.	43
III.3	Schéma bloc du Convertisseur boost en boucle fermée.	44
III.4	La réponse fréquentielle sans réglage.	44

III.5	La réponse fréquentielle avec réglage.	45
III.6	Resultat simulation de la tension de sortie.	45
III.7	contrôle courant tension du Convertisseur boost monophasé.	46
III.8	Schéma à double port pour la modélisation du convertisseur boost.	47
III.9	Schéma bloc du Convertisseur boost en boucle fermée tension courant. . .	48
III.10	La caractéristique fréquentielle de la fonction de transfert sans régulation.	48
III.11	La réponse en fréquence de la fonction de transfert Z_i avec régulation. . .	48
III.12	La caractéristique fréquentielle de la fonction de transfert sans régulation.	49
III.13	La réponse fréquentielle de la fonction de transfert K_i avec régulation. . .	49
III.14	Résultats de la simulation d'un boost monophasé : (a) la tension de sortie (b) le courant d'inductance	50
III.15	Convertisseur boost entrelacé à trois phases	50
III.16	Le schéma de contrôle du convertisseur boost entrelacé.	51
III.17	Résultats de la simulation dans le mode sain : (a) la tension de sortie (b) le courant d'entrée (c) trois courants d'inductance entrelacés (d) le courant de sortie.	52
III.18	Résultats expérimentaux dans le mode sain d'un boost trois phases : (a) le courant d'entrée (b) trois courants d'inductance entrelacés (c) la tension de sortie (d) le courant de sortie.	53
III.19	Résultats de simulation de la commande backstepping supertwisting (a) la tension de sortie (b) le courant d'entrée (c) trois courants d'inductance entrelacés (d) le courant de sortie.	55
IV.1	classification des algorithmes de diagnostic des défauts.	62
IV.2	Résultats de la simulation dans le mode OCF de (a) la tension de sortie (b) le courant d'entrée (c) trois courants d'inductance entrelacés (d) le courant de sortie.	67
IV.3	Résultats expérimentaux avec un OCF dans le commutateur S_3 : (A) courant d'entrée, (B) trois courants d'inductance entrelacés, (C) tension de sortie, (D) courant de sortie.. . . .	68
IV.4	Forme d'onde du courant d'inductance.	69
IV.5	Spectre de courant d'entrée en mode sain CCM.	71
IV.6	Spectre de courant d'entrée en mode sain DCM.	72
IV.7	Spectre de courant d'entrée en cas de changement de paramètres.	73

IV.8 Spectre de courant d'entrée sous OCF. 73

IV.9 Spectre du courant d'entrée : (a) CCM, (b) DCM, (c) OCF.. . . . 74

IV.10 Schéma de la technique de calcul de sélection harmonique (HSC). 75

IV.11 Évaluation du seuil avec les cas sains et OCF. 76

IV.12 L'algorithme FD pour les défauts OCF pour trois convertisseurs boost entrelacés. 77

IV.13 Simulation de la première harmonique sélectionnée du courant d'entrée dans différents cas : (A) mode sain, (B) changement de charge de courant, (C) mode DCM, (D) mode switch OCF. 78

IV.14 Résultats de simulation du processus FD : (A) Harmonique sélectionnée nulle, (B) indicateur de défaut. 79

IV.15 Résultats de simulation du courant d'entrée et de la première harmonique sélectionnée avant et après la reconfiguration du déphasage. (A) Courant d'entrée, (B) la première harmonique sélectionnée. 80

IV.16 Résultat expérimental de la première harmonique sélectionnée du courant d'entrée dans différents cas : (A) mode sain, (B) mode DCM, (C) changement de charge de courant, (D) mode commutateur OCF. 80

IV.17 Résultat expérimental de l'harmonique sélectionnée nulle des courants d'inductance. 81

IV.18 Résultat de détection expérimentale de défauts d'un OCF. 81

IV.19 Résultat expérimental d'un convertisseur boost entrelacé sous OCF avec reconfiguration par déphasage. 82

IV.20 L'organigramme de détection OCF pour un convertisseur boost interleaved triphasé. 86

IV.21 L'évolution des erreurs lors de l'OCF et la détection des défauts. 87

IV.22 La simulation donne les modes sain et défectueux du GRV triphasé : (a) la tension de sortie, (b) le courant d'entrée, (c) le courant mesuré et estimé de chaque phase. 88

IV.23 Résultats de simulation de l'erreur dans différents cas : (a) mode sain, (b) changement de charge, (c) changement de paramètres, (d) occurrence d'OCF. 89

IV.24 L'indicateur de détection de défaut. 89

IV.25 La simulation donne les modes sain et défectueux du convertisseur boost entrelacé à cinq phases (a) courant d'entrée, (b) courant mesuré de chaque phase, (c) courant estimé de chaque phase, (d) courant mesuré de chaque phase lors de l'apparition d'un défaut. 90

Liste des tableaux

III.1	Les paramètres du convertisseur dc-dc boost une phase avec contrôle de la tension.	44
IV.1	Performance de la stratégie dans différents cas de test	82
IV.2	Paramètres de simulation	87
IV.3	Performances des différentes méthodes pour les défauts des interrupteurs .	91

**INTRODUCTION
GENERALE**

L'électronique de puissance est devenue une discipline importante au sein du secteur industriel, ayant des implications substantielles pour les progrès technologiques récents. Ce domaine implique la conception de circuits spécifiques appelés convertisseurs statiques, destinés à modifier la forme de tension d'entrée en une forme de tension de sortie différente selon les exigences de l'application. L'étude de l'électronique de puissance peut être classée en quatre classifications principales basées sur les formes d'énergie électrique d'entrée et de sortie : conversion AC-DC, conversion DC-DC, conversion AC-AC et conversion DC-AC. Les produits issus des deux premiers types de conversions ont un impact significatif sur le marché mondial des alimentations à découpage (SMPS), notamment en ce qui concerne les convertisseurs DC-DC. Les convertisseurs DC-DC sont largement utilisés dans les équipements électroniques industriels ou commerciaux, notamment les véhicules hybrides ou électriques, les systèmes photovoltaïques, les téléphones mobiles et les ordinateurs portables. Leur fonctionnalité exclusive consiste à transformer une tension d'entrée DC fixe pour produire un niveau de tension DC distinct, permettant à la fois une augmentation et une diminution de la tension. Construits principalement avec des commutateurs statiques contrôlés (généralement des Mosfets ou IGBT), une diode, une inductance et un condensateur, les convertisseurs DC-DC utilisent diverses topologies pour réguler la tension d'entrée en fonction des exigences spécifiques de l'application.

La catégorisation des convertisseurs DC-DC comprend principalement deux types : les convertisseurs DC-DC isolés et les convertisseurs DC-DC non isolés. Les convertisseurs DC-DC isolés utilisent un transformateur haute fréquence pour établir une barrière électrique entre l'entrée et les sorties du convertisseur, assurant la protection des charges sensibles. La sortie du convertisseur peut être configurée avec une polarité positive ou négative et présente une haute immunité au bruit. En revanche, les convertisseurs DC-DC non isolés ne disposent pas de barrière électrique, ce qui se traduit par une conception plus simple et un coût réduit. Les convertisseurs isolés incluent les types Flyback, Forward, Resonant, Push-Pull et Bridge, tandis que les convertisseurs non isolés courants comprennent Cuk, SEPIC, Boost, Buck-Boost, Super-Lift Luo et Ultra-Lift Luo.

En réponse aux exigences industrielles en matière de puissance et d'efficacité accrues, les chercheurs ont exploré des configurations alternatives de convertisseurs DC-DC qui dépassent les conceptions traditionnelles. Parmi ces configurations figurent les convertisseurs DC-DC multiphasés, où le circuit fondamental est reproduit N fois en série ou en parallèle pour répondre à des objectifs spécifiques. Les avantages de ces topologies multiphasés résident dans leur capacité à fonctionner à des puissances et rendements accrues

avec minimum de perturbations, tout en répartissant simultanément le courant de charge. En outre, les convertisseurs DC-DC multiphasés garantissent la continuité de service en cas de défaillance potentielle : si une phase rencontre des difficultés, les autres phases persistent, bien que leur fonctionnement fluctuant puisse contribuer à la dégradation du convertisseur.

Pour assurer le fonctionnement fiable et optimal de ces convertisseurs, il est impératif de les réguler et de les faire fonctionner en boucle fermée. Généralement, les convertisseurs doivent maintenir une tension ou un courant de sortie constant, selon l'application spécifique, indépendamment des variations de charge ou de tension d'entrée. Les convertisseurs régulés sont capables de maintenir cette constance de sortie, assurant ainsi la stabilité et la précision indispensables au bon fonctionnement des systèmes alimentés. En revanche, les convertisseurs non régulés ne peuvent pas garantir une telle constance de sortie en présence de variations de charge ou de tension d'entrée. De plus, les convertisseurs équipés d'un contrôle en boucle fermée intègrent souvent des dispositifs de protection supplémentaires, tels que la protection contre les surtensions et les surintensités, renforçant ainsi leur robustesse et leur fiabilité dans diverses conditions de fonctionnement.

Le sujet de cette thèse porte sur l'étude, modélisation et contrôle des convertisseurs DC-DC multiphasés parallèles fonctionnant en mode entrelacés (interleaved). Le mode entrelacé consiste à faire fonctionner les courants des différentes phases avec un angle de déphasage entre elles, en fonction du nombre de phases. L'objectif principal est d'explorer les caractéristiques des topologies multiphasées en termes de contrôle, minimisation des harmoniques, haute puissance et commande tolérante aux défauts.

Ainsi, le manuscrit est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous présentons les différents types de convertisseurs DC-DC, en soulignant leurs caractéristiques ainsi que leurs applications typiques. Ce chapitre explore également les configurations multiphasées, en se concentrant sur les architectures en série et en parallèle. Nous allons présenter un état de l'art sur les convertisseurs multiphasés, incluant les aspects de contrôle, de puissance, de rendement et de continuité de service.

Le chapitre 2 se consacre à la modélisation des convertisseurs DC-DC multiphasés de type Boost. Il comprend une discussion sur les modèles statiques et dynamiques, en examinant les approches de modélisation linéaire et non linéaire pour une meilleure compréhension du comportement dynamique de ces systèmes.

Dans le chapitre 3, nous abordons en détail le contrôle linéaire du convertisseur Boost à

une seule phase et à trois phases, ainsi que les fonctions de transfert associées aux modes de contrôle en tension et en courant (Peak Mode Control). Nous explorerons également les résultats de simulation et expérimentaux appliqués à un convertisseur Boost triphasé dans des conditions de fonctionnement saines. Par la suite, nous appliquerons une commande non linéaire Backstepping Supertwisting et discuterons les résultats des simulations obtenus avec cette méthode.

Le chapitre 4 traite de la commande tolérante aux défauts des convertisseurs DC-DC. Ce chapitre examine les types de défauts courants rencontrés dans ces systèmes, ainsi que les méthodes et algorithmes de détection permettant d'assurer une opération fiable et sécurisée.

Chapitre I

**GENERALITES SUR LES
CONVERTISSEURS DC-DC**

I.1 Introduction

Ce chapitre se consacre à une description générale sur les convertisseurs DC-DC, en mettant en lumière leur classification, leur fonctionnement et les méthodes de contrôle qui leur sont associées. Ensuite, nous abordons les convertisseurs DC-DC multiphasés, en analysant leurs avantages par rapport aux systèmes monophasés. Nous examinons les deux principales catégories de ces convertisseurs : les topologies en série et les topologies en parallèle. Nous explorons le fonctionnement de ces convertisseurs multiphasés, en mettant un accent particulier sur les modes de fonctionnement simultané et non simultané, notamment le mode non simultané (interleaved). Nous démontrons les avantages de ce dernier en termes d'augmentation de puissance et de réduction des ondulations dans le courant d'entrée.

Nous poursuivons avec un état de l'art sur les convertisseurs DC-DC multiphasés, citant les différents travaux appliqués dans ce sens depuis les années 90 jusqu'à aujourd'hui. Nous discuterons également de la répartition de la puissance, de l'amélioration du rendement et de la continuité de service pour les convertisseurs entrelacés DC-DC multiphasés.

Enfin, nous présenterons le banc d'essai utilisé pour tester et valider les performances des algorithmes proposés pour la détection de défauts dans les convertisseurs DC-DC.

I.2 Définition des convertisseurs DC-DC

Les convertisseurs DC-DC sont des dispositifs électroniques conçus pour transformer une tension continue d'un niveau à un autre. Ils sont largement utilisés dans diverses applications, notamment dans le domaine des énergies renouvelables, des véhicules électriques et des systèmes industriels.

Un convertisseur DC-DC utilise généralement des composants électroniques tels que des transistors, des diodes et des inducteurs pour effectuer cette conversion de tension. On distingue plusieurs types de convertisseurs, chacun ayant ses propres caractéristiques et applications.

I.3 Classification des convertisseurs DC-DC

Les convertisseurs DC-DC sont divisés en deux catégories : les convertisseurs isolés et les convertisseurs non isolés, comme le montre la figure I.1. L'isolation fait référence à une barrière électrique entre les entrées et les sorties du convertisseur, souvent réalisée

en utilisant un transformateur avec une grande fréquence. Le principal avantage de cette isolation est qu'elle convient aux applications à haute tension. En outre, les convertisseurs isolés peuvent être configurés comme des convertisseurs éleveurs ou abaisseurs, en d'autres termes, leur sortie peut être soit supérieure à la tension d'entrée (éleveurs), soit inférieure à la tension d'entrée (abaisseurs), en fonction de la manière dont ils sont conçus et configurés.

Les convertisseurs non isolés, en revanche, ne disposent pas de cette barrière. Les convertisseurs isolés comprennent les convertisseurs Flyback, Forward, Resonant, Push-Pull et Bridge, tandis que les convertisseurs non isolés tels que Cuk, SEPIC, Boost, Buck-Boost, Super-Lift Luo et Ultra-Lift Luo sont couramment utilisés.

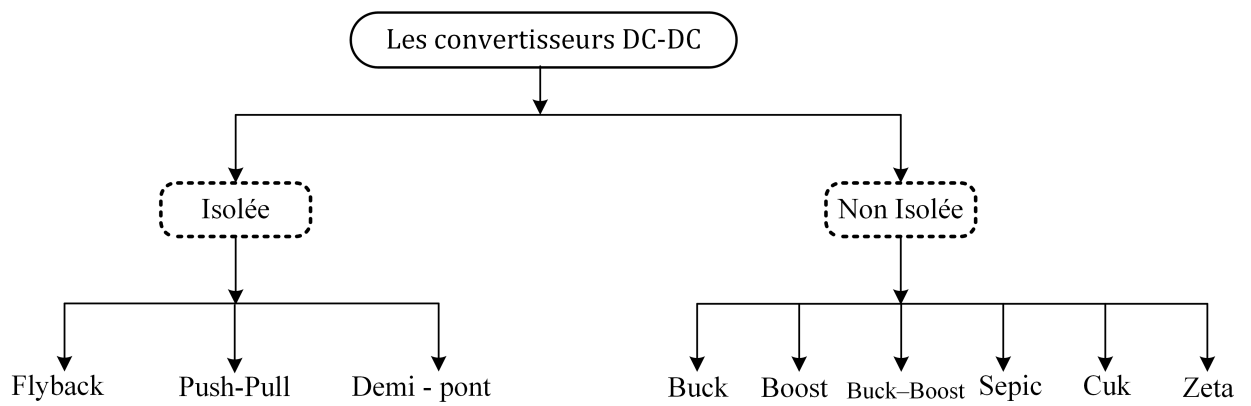


FIGURE I.1 – Classification des convertisseurs DC-DC.

I.3.1 Les convertisseurs non-isolés

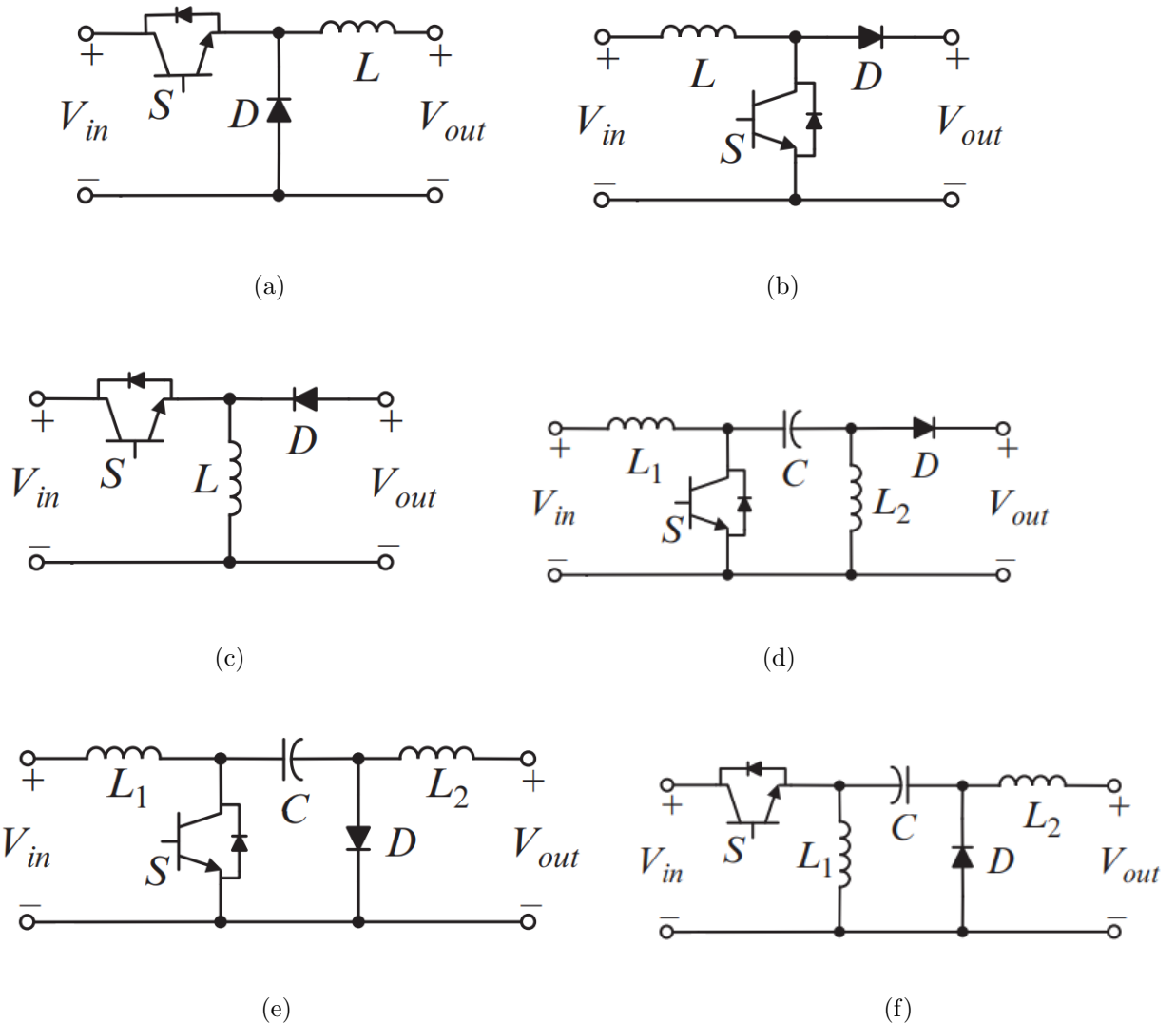


FIGURE I.2 – Les convertisseurs non isolés : (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-Boost, (d) Sepic, (e) Cuk, (f) Zeta.

I.3.1.1 Convertisseur Buck

Un convertisseur DC-DC Buck est un circuit électronique utilisé pour abaisser ou réduire le niveau de tension d'un signal électrique en courant continu (DC). Sa fonction première est de transformer une tension plus élevée à une tension plus faible tout en maintenant un courant de sortie relativement constant. Pour ce faire, la tension d'entrée est activée et désactivée à une fréquence élevée. Il est apprécié pour sa capacité à améliorer l'efficacité énergétique dans de nombreux systèmes électriques. Le convertisseur DC-DC Buck

est largement utilisé dans diverses applications, notamment les alimentations électriques, les chargeurs de batterie et la régulation de la tension dans les appareils électroniques. La représentation électrique du convertisseur buck est présentée dans la figure I.2a.

I.3.1.2 Convertisseur Boost

Un convertisseur élévateur DC-DC, aussi appelé convertisseur step-up ou boost, est un circuit employé pour accroître la tension d'une source d'alimentation en courant continu (DC). Les convertisseurs boost sont couramment utilisés dans diverses applications où il est nécessaire d'augmenter la tension, comme dans les appareils alimentés par batterie, les alimentations et les systèmes d'énergie renouvelable. Le principe clé du fonctionnement du convertisseur élévateur est le transfert d'énergie entre l'inductance et la sortie. Lorsque l'interrupteur est ON le champ magnétique de l'inducteur stocke l'énergie. Quand l'interrupteur est éteint, la diode permet à cette énergie de circuler vers la sortie, augmentant ainsi la tension de sortie au-dessus de la tension d'entrée, La figure I.2b illustre le schéma électrique du convertisseur boost.

I.3.1.3 Convertisseur Buck–Boost

Un convertisseur buck-boost (Fig I.2c), également connu sous le nom de convertisseur buck-boost inversé, est un dispositif qui peut à la fois abaisser (buck) et augmenter (boost) la tension d'entrée pour fournir une tension de sortie régulée. Cette flexibilité en fait un choix polyvalent pour les applications où la tension d'entrée peut varier et où la tension de sortie doit être maintenue dans une plage spécifique. Les convertisseurs buck-boost trouvent des applications dans divers domaines, notamment les appareils alimentés par batterie, l'électronique portable, les systèmes automobiles et les alimentations où la tension d'entrée peut varier de manière significative. Ils sont très utiles pour maintenir une tension de sortie stable sur une large gamme de tensions d'entrée.

I.3.1.4 Convertisseur Sepic

Un convertisseur SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter) est un type de convertisseur DC-DC utilisé pour élever ou abaisser efficacement la tension d'une source de courant continu (DC). Contrairement aux convertisseurs buck et boost, qui peuvent soit augmenter, soit diminuer la tension, le convertisseur SEPIC peut effectuer à la fois des opérations d'augmentation et de diminution de la tension, ce qui en fait un choix poly-

valent pour diverses applications. La figure I.2d représente le schéma électrique du convertisseur Sepic. L'avantage du convertisseur SEPIC est sa capacité à fournir une régulation de tension à la fois ascendante et descendante tout en assurant d'isoler électriquement l'entrée et la sortie. Il convient donc aux applications où la tension d'entrée peut varier considérablement et où une tension de sortie stable est nécessaire. Les convertisseurs SEPIC sont employés dans divers domaines, tels que les dispositifs alimentés par batterie, les pilotes de LED et les alimentations.

I.3.1.5 Convertisseur Cuk

Un convertisseur Cuk, également appelé régulateur Cuk (Fig I.2e), est un modèle de convertisseur utilisé pour élever ou abaisser efficacement la tension d'une source d'alimentation en courant continu. Il doit son nom à son inventeur, Slobodan Cuk. Le convertisseur Cuk est particulièrement utile pour les applications qui nécessitent à la fois des opérations d'élévation et de réduction de la tension et qui se caractérisent par une faible ondulation du courant et de la tension. L'une des caractéristiques notables du convertisseur Cuk est sa capacité à fournir une isolation électrique entre l'entrée et la sortie tout en effectuant des opérations d'élévation et de réduction de tension. Il convient donc à une large gamme d'applications, notamment les appareils alimentés par batterie, les pilotes de LED et les alimentations. Le convertisseur Cuk est connu pour sa faible ondulation d'entrée et de sortie et sa capacité à gérer efficacement une large gamme de tensions d'entrée.

I.3.1.6 Le convertisseur Zeta

Le convertisseur Zeta est un type de convertisseur de tension DC-DC utilisé pour augmenter ou diminuer efficacement la tension d'une source d'alimentation en courant continu (Fig I.2f). Il s'agit d'un convertisseur polyvalent qui peut gérer à la fois les opérations d'élévation de tension (boost) et d'abaissement de tension (Buck). Le convertisseur Zeta offre des avantages tels que la conversion bidirectionnelle de la tension, La tension de sortie présente une faible ondulation et fonctionne efficacement sur différents niveaux de tension sortie et d'entrée. Il trouve des applications dans divers domaines, notamment les alimentations, les circuits de charge de batterie et les systèmes d'énergie renouvelable, où une régulation flexible de la tension est nécessaire.

I.3.2 Les convertisseurs isolés

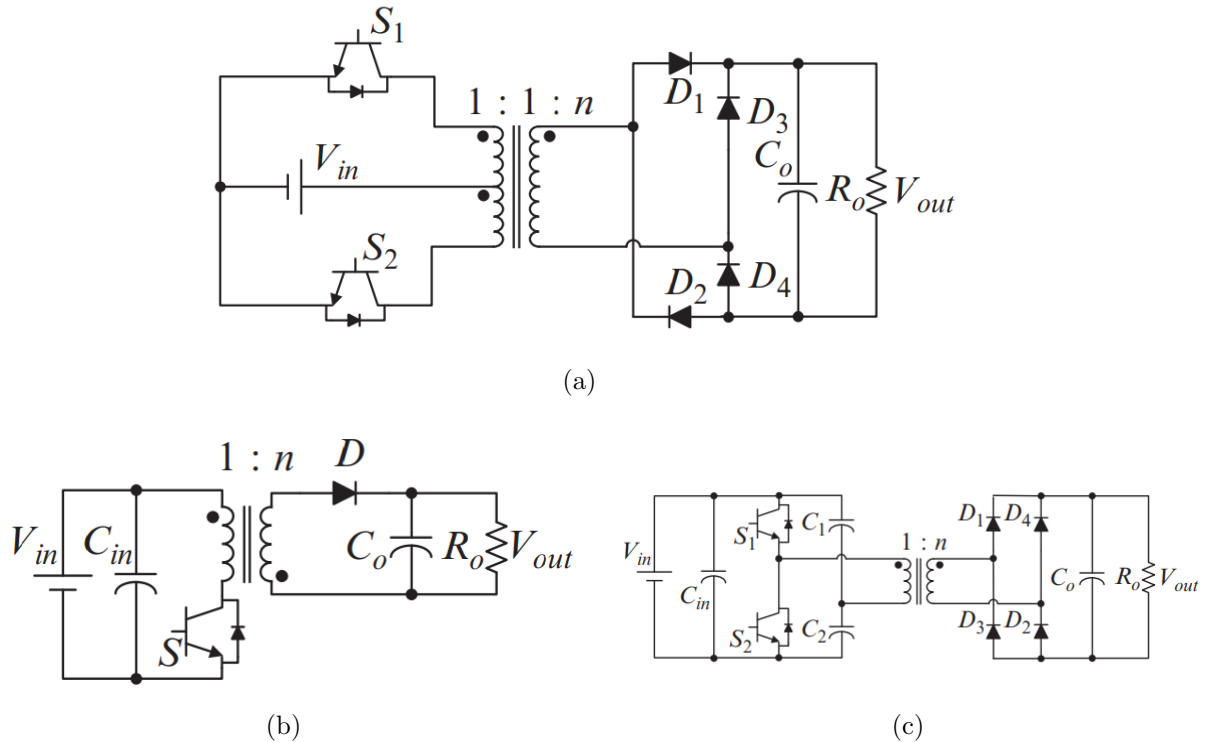


FIGURE I.3 – Les convertisseurs isolés : (a) Flyback, (b) Push-pull, (c) demi-pont .

I.3.2.1 Le convertisseur Flyback

Un convertisseur flyback, également appelé transformateur flyback ou topologie flyback, est un type d'alimentation à découpage utilisé pour la conversion de tension DC-DC, le schéma du convertisseur présente dans la figure I.3b. Il est largement utilisé dans divers appareils électroniques et alimentations due à sa facilité d'utilisation, de son efficacité et de sa capacité à assurer une isolation entre l'interface entrée/sortie. Pendant le temps de fonctionnement de l'interrupteur, l'énergie est conservée dans le champ magnétique de l'inductance primaire. Lorsque l'interrupteur est désactivé, l'énergie stockée dans le champ magnétique est transférée à l'enroulement secondaire du transformateur et redressée par la diode, ce qui produit une tension de sortie. Les convertisseurs Flyback sont connus pour leur capacité à assurer la régulation de la tension et l'isolation électrique entre l'entrée et la sortie. Ils sont couramment utilisés dans diverses applications, telles que les adaptateurs d'alimentation pour les appareils électroniques, les chargeurs de batterie, les pilotes de LED, etc. Leur polyvalence et leur efficacité en font un choix populaire dans de

nombreuses conceptions de SMPS.

I.3.2.2 Convertisseur Push-pull

La Figure I.3a illustre la configuration du convertisseur push-pull. Ce type de convertisseur DC-DC inverse le courant dans le transformateur par le fonctionnement de ses deux interrupteurs situés du côté primaire du transformateur. L'avantage du convertisseur push-pull réside dans le fait que les deux interrupteurs sont reliés à la masse, éliminant ainsi le besoin de circuits pilotes en haute tension. Le terme 'push-pull' fait référence à l'excitation bidirectionnelle du transformateur. Ce convertisseur présente un flux de courant d'entrée stable et, par conséquent, un faible bruit du côté d'entrée.

I.3.2.3 Convertisseur en demi-pont

Le convertisseur en demi-pont est un convertisseur DC-DC isolé comportant deux interrupteurs qui utilise deux condensateurs du côté primaire du transformateur pour diviser la tension d'entrée. La Figure I.3c illustre le convertisseur DC-DC en demi-pont. Similaires aux commutateurs du convertisseur push-pull, S1 et S2 s'allument alternativement pour exciter le transformateur. Lorsque S1 s'allume, $V_{in}/2$ se trouve du côté primaire du transformateur et lorsque S2 est allumé, $-V_{in}/2$ se trouve du côté primaire du transformateur. Contrairement au convertisseur push-pull qui a une contrainte de tension de commutation deux fois supérieure à la tension d'entrée, la contrainte de tension de commutation dans le convertisseur en demi-pont est la moitié de la tension d'entrée. Le convertisseur DC-DC en demi-pont convient aux applications jusqu'à 500 W.

I.3.2.4 Un convertisseur résonant à éléments multiples

Un convertisseur résonant à éléments multiples est un type de topologie de convertisseur électronique de puissance qui combine plusieurs éléments résonants dans un seul circuit. Ces convertisseurs sont conçus pour convertir efficacement l'énergie électrique entre différents niveaux ou formes de tension, généralement dans des applications à haute fréquence.

L'emploi de divers éléments résonants permet d'optimiser les performances en ce qui concerne la diminution des pertes et un contrôle plus efficace du flux d'énergie.

I.4 Les convertisseurs DC-DC multiphasés

Un convertisseur multiphasé DC-DC est un dispositif électronique de puissance qui convertit une tension continue d'entrée en une tension continue de sortie en utilisant plusieurs phases. Son principe repose sur la duplication du circuit de base plusieurs fois, soit en série, soit en parallèle, selon les besoins spécifiques. Cette conception améliore l'efficacité, minimise la tension d'ondulation et fournit une puissance élevée, ce qui le rend idéal pour des applications telles que les alimentations pour processeurs et autres appareils électroniques.

Les convertisseurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs monophasés. Tout d'abord, leur efficacité est supérieure grâce à une répartition des pertes de puissance sur plusieurs phases, ce qui réduit les contraintes sur les composants et permet une conservation optimale de l'énergie. De plus, ils minimisent l'ondulation de sortie, offrant une alimentation plus stable et régulière, ce qui est essentiel pour les appareils électroniques sensibles. Ils assurent également une meilleure répartition de la charge, réduisant le risque de surcharge et augmentant la fiabilité, particulièrement dans des applications avec des charges variables. En outre, leur conception modulaire permet d'ajouter facilement des phases supplémentaires pour augmenter la capacité sans nécessiter de refonte, ce qui les rend adaptables à diverses applications. Enfin, ils sont bien positionnés pour répondre aux exigences des technologies émergentes telles que les systèmes d'énergie renouvelable et les véhicules électriques, où l'efficacité et la densité de puissance sont cruciales.

I.4.1 Les différents topologies du convertisseur dc-dc multiphasé

Dans le domaine des convertisseurs DC-DC multiphasés, il existe une classification fondamentale qui distingue leurs configurations opérationnelles. Ces convertisseurs, essentiels dans l'électronique de puissance moderne, peuvent être classés en deux catégories distinctes : les configurations en série et les configurations en parallèle. Chaque type offre des avantages uniques et est adapté à des exigences spécifiques en matière de conversion d'énergie. Dans cette discussion, nous examinerons les caractéristiques et les applications de ces deux types, en mettant en lumière leurs divers rôles dans le monde de la conversion efficace et fiable de l'énergie.

I.4.1.1 Convertisseurs DC-DC multiphasés en série

Le convertisseur DC-DC multiphase en série, également appelé convertisseur multiphase en cascade, est une configuration dans laquelle la sortie d'une phase est connectée à l'entrée de la phase suivante de manière séquentielle. Cette configuration permet d'obtenir une chaîne continue de phases, chacune s'appuyant sur la tension de sortie de la phase précédente. Voici un aperçu des convertisseurs multiphasés en cascade :

1. **Cumul de tension** : Dans une configuration en cascade, la tension de sortie de chaque phase est additive. Par conséquent, si chaque phase augmente la tension d'un certain facteur, la tension de sortie globale est le produit cumulé de ces augmentations de tension. Les convertisseurs en cascade sont donc particulièrement adaptés aux applications nécessitant une tension de sortie nettement supérieure à la tension d'entrée.
2. **Fonctionnement séquentiel** : Les convertisseurs en cascade fonctionnent de manière séquentielle. La première phase augmente la tension d'entrée jusqu'à un certain niveau, puis la phase suivante s'appuie sur cette tension. Ce processus se poursuit jusqu'à ce que la tension de sortie souhaitée soit atteinte.
3. **Avantages : Tension de sortie élevée** : Les convertisseurs en série excellent dans la fourniture de niveaux de tension de sortie élevés, ce qui les rend idéaux pour des applications comme les alimentations haute tension et les multiplicateurs de tension.
Isolation de la sortie : Chaque phase d'une configuration en cascade fournit une isolation électrique entre l'entrée et la sortie, ce qui peut être bénéfique dans des applications spécifiques.

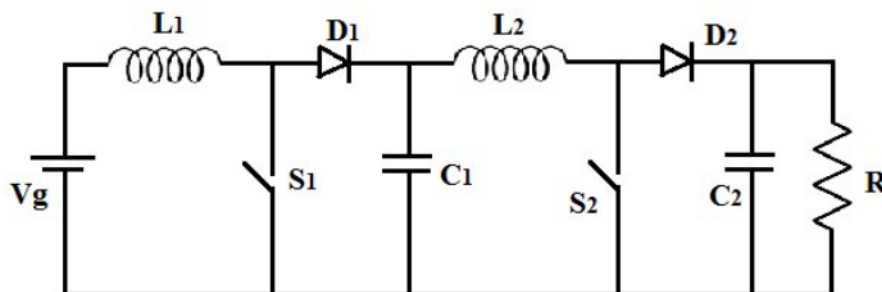


FIGURE I.4 – Convertisseurs DC-DC Boost multiphasés en série.

I.4.1.2 Convertisseurs DC-DC multiphasés parallèles

Le convertisseur DC-DC multiphase parallèle, est une configuration dans laquelle plusieurs phases fonctionnent en parallèle et partagent simultanément le courant de charge. Contrairement aux convertisseurs en cascade, les convertisseurs parallèles n'ajoutent pas les tensions de sortie de manière séquentielle. Voici un aperçu des convertisseurs multiphasés parallèles :

1. **Partage de la charge :** Dans une configuration parallèle, chaque phase partage le courant de charge proportionnellement. Par exemple, dans un convertisseur parallèle à deux phases, chaque phase gère la moitié du courant de charge. Cette répartition de la charge améliore la capacité globale de traitement du courant et réduit les contraintes sur les composants individuels.
2. **Fonctionnement simultané :** Les phases parallèles fonctionnent simultanément, sans accumulation séquentielle de tension. Cette configuration est bien adaptée aux applications qui nécessitent une combinaison de courant et de tension élevés ou aux applications où les tensions d'entrée et de sortie sont étroitement appariées.
3. **Avantages :**

Meilleure gestion du courant : Les convertisseurs multiphasés en parallèle sont préférables lorsqu'un courant de sortie élevé est essentiel. En divisant le courant entre plusieurs phases, chaque phase peut gérer une fraction de la charge totale, ce qui réduit les contraintes de courant sur les composants.

Efficacité et réduction de l'ondulation : La répartition de la charge dans les convertisseurs en parallèle permet de réduire la tension de sortie et l'ondulation du courant, ce qui améliore le rendement et la régulation de la tension.

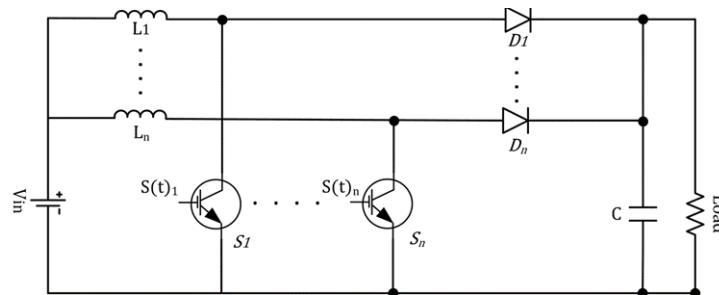


FIGURE I.5 – Convertisseurs DC-DC Boost multiphasés en parallèle.

I.4.2 Le fonctionnement du convertisseur DC-DC multiphasé

Il existe deux modes de fonctionnement distincts : simultané (non interleaved) et non simultané (interleaved). Ces modes dictent la manière dont les phases fonctionnent en coordination pour réaliser la conversion de puissance, chacune avec son propre ensemble d'avantages et d'applications. Examinons les différences entre ces deux modes de fonctionnement pour mieux comprendre leur impact sur la fonctionnalité du convertisseur multiphasé.

I.4.2.1 Mode simultané (non entrelacé)

- En mode simultané (no interleaved), toutes les phases fonctionnent simultanément, c'est-à-dire qu'elles s'allument et s'éteignent en même temps, sans déphasage entre elles.
- Ce mode est relativement simple à contrôler car toutes les phases fonctionnent en parallèle et peuvent être contrôlées ensemble.

I.4.2.2 Mode non simultané (entrelacé)

Le fonctionnement non simultané (interleaved) fait référence à l'interconnexion stratégique de plusieurs cellules de commutation pour lesquelles la fréquence de conversion est identique, mais pour lesquelles les instants de commutation interne sont séquentiellement échelonnés sur des fractions égales d'une période de commutation. Cette disposition réduit l'amplitude nette de l'ondulation et augmente la fréquence d'ondulation effective de l'ensemble du convertisseur sans augmenter les pertes de commutation ou les contraintes du dispositif. Un système entrelacé peut donc réaliser des économies en termes de filtration de l'ondulation et de stockage de l'énergie, ce qui permet d'améliorer considérablement les densités de conversion de l'énergie sans sacrifier l'efficacité de la conversion.

De plus, lorsqu'une phase est inactive, les autres continuent à fournir de l'énergie, cela permet une utilisation plus efficace des composants du convertisseur et une meilleure répartition de la charge. Le mode simultané avec entrelacement est souvent utilisé pour améliorer la régulation de la tension de sortie et réduire les pertes de puissance.

La principale différence entre le mode simultané (non interleaved) et le mode non simultané (interleaved) dans un convertisseur multiphasé est la manière dont les phases fonctionnent et partagent la charge. Le mode simultané non entrelacé signifie que toutes

les phases fonctionnent en même temps, tandis que le mode simultané avec entrelacement implique un chevauchement séquentiel des phases pour améliorer la répartition de la charge et réduire l'ondulation. Le choix entre ces modes dépend des exigences de conception spécifiques de l'application et des avantages souhaités en termes d'efficacité, de régulation et de réduction du bruit.

Les avantages de l'entrelacement peuvent être compris intuitivement en comparant les performances entrelacés et non entrelacés d'un exemple de système de conversion. Un teste de fonctionnement de deux modes est appliqué dans un convertisseur boost a deux étages (Fig I.6).

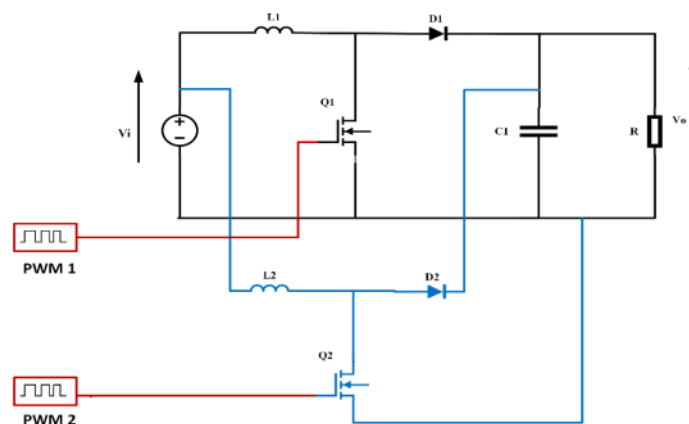


FIGURE I.6 – Convertisseur Boost à deux étages.

Dans la premier partie on a appliqué le mode non entrelacés ou les interrupteurs de chaque étage ouvrent et ferment en même temps, on peut avoir clairement dans la Figure I.7 que les deux courants de phases I_{L1} et I_{L2} , La forme d'onde du courant I_{LT} étant la somme des deux courants I_{L1} et I_{L2} , d'amplitude égale deux fois l'un des deux courant d'inductance, dans la deuxième partie on a appliqué le mode entrelacés ou les instances de commutation des deux MOSFT sont déphasée un par rapport à l'autre par une demi-période de commutation, Les formes d'onde des courant d'inductances I_{L1} et I_{L2} sont opposée, La forme d'onde du courant I_{LT} étant la somme des deux courants I_{L1} et I_{L2} . On peut voir clairement que le courant totale dans le mode entrelacés est réduit de 23% par rapport le mode non entrelacés est cela confirme l'efficacité de l'entrelacement dans la réduction d'amplitude d'ondulation du courant et l'augmentation de 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.

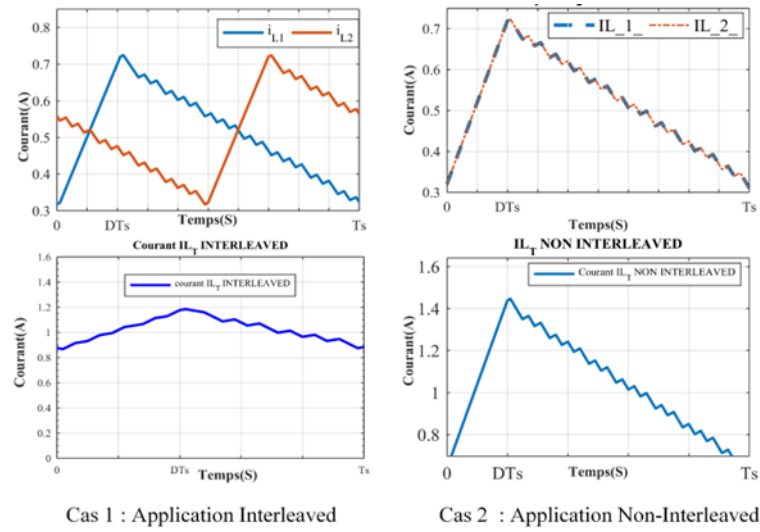


FIGURE I.7 – Effet d’entrelacement.

I.5 Etat de l’art

Les convertisseurs DC-DC multiphasé ont pris l’intérêt des chercheurs depuis les années quatre-vingt-dix en raison de leurs avantages significatifs en termes de réduction des ondulations de courant, d’amélioration de l’efficacité et de densité de puissance accrue. Voici une synthèse des principales contributions de cette période ainsi que des travaux réalisés jusqu’en 2024.

1. **Années 90 (1992-1999)** Dans les années 90, les chercheurs se sont principalement concentrés sur l’introduction et l’exploration des avantages fondamentaux des convertisseurs DC-DC multiphasé, en particulier l’entrelacement. L’objectif principal était de démontrer comment ces convertisseurs pouvaient réduire les ondulations de courant, améliorer l’efficacité énergétique et optimiser la gestion thermique. Par exemple, en 1992 [1], Miwa a mis en avant l’importance de l’interleaving pour les convertisseurs buck, en soulignant les réductions significatives des ondulations de la tension de sortie et les compromis entre le volume et le rendement du convertisseur. En 1995 [2], Chang a approfondi les limites des ondulations de courant dans divers types de convertisseurs entrelacés, montrant que l’entrelacement permettait de maintenir les ondulations de courant à un niveau inférieur par rapport aux modules individuels. En 1997 [3], Perreault et Kassakian ont démontré que l’interleaving distribué pouvait améliorer la densité de puissance et l’efficacité des convertisseurs boost. De plus, en 1998 [4], López et ses collègues ont introduit le contrôle par mode

glissant pour obtenir un entrelacement naturelle dans les convertisseurs buck, assurant une distribution égale du courant entre les modules.

- Années 2000 (2000-2010)** Dans les années 2000, les recherches sur les convertisseurs DC-DC multiphasé ont évolué pour se concentrer davantage sur l'optimisation de la performance et de l'efficacité dans des applications pratiques et variées. La période a vu l'introduction de nouvelles techniques de contrôle et l'amélioration des méthodes existantes pour répondre aux besoins croissants en performance dynamique et en efficacité énergétique des dispositifs électroniques modernes. En 2002 [5], un article a présenté un convertisseur DC-DC multiphasé utilisant le contrôle hystérétique de la tension et le partage de courant, ce qui a permis d'améliorer la réponse transitoire et de réduire les ondulations de courant, particulièrement dans les applications de microprocesseurs à haute performance. En 2003 [6], une étude a introduit un convertisseur multiphasé avec un contrôle de partage de courant moyen, améliorant ainsi la distribution du courant entre les phases et réduisant les contraintes thermiques. Cette recherche a également souligné la conformité aux spécifications de la conception VRM9.0 d'Intel pour les processeurs Pentium IV. En 2004 [7], un convertisseur buck multiphasé entrelacé fonctionnant à une fréquence ultra-élevée de 480 MHz a été proposé, atteignant une efficacité de 72% et réduisant significativement les besoins en découplage grâce à sa haute fréquence de commutation.

Les années suivantes ont continué à apporter des innovations significatives dans le domaine des convertisseurs multiphasés. En 2007 [8], un contrôleur numérique pour les convertisseurs multiphasés avec partage de courant logarithmique a été développé, optimisant l'efficacité du convertisseur sur toute la plage de fonctionnement en utilisant des sources de courant constantes pondérées en binaire. En 2009 [9], Kelly et al. ont montré que les performances des convertisseurs multiphasés pouvaient être considérablement améliorées avec des inducteurs couplés. En 2010 [10], un article a décrit la conception d'un convertisseur boost multiphasé pour les applications de recharge de batteries, démontrant les avantages en termes de qualité de la puissance et de réduction des besoins en filtrage.

- Années 2010 (2011-2018)** La recherche a continué d'évoluer avec des contributions notables dans les années 2010. En 2011 [11], un convertisseur DC-DC multiphasé avec un contrôle numérique de mode de tension et un partage de courant

non uniforme a été présenté, démontrant une amélioration de l'efficacité et de la performance dynamique. En 2012 [12], une étude a mis en évidence les avantages d'une approche de contrôle adaptatif pour améliorer la réponse transitoire et l'efficacité globale du système. En 2014 [13], Cheng et al. ont introduit une approche de contrôle de temps minimal pour les convertisseurs buck multiphasés, permettant des transitions rapides de la tension de sortie cruciales pour des applications telles que les amplificateurs RF et les microprocesseurs à échelle de tension dynamique. En 2016 [14], Nandankar et Rothe ont proposé un convertisseur DC-DC multiphasé triphasé entrelacé, en utilisant un contrôle du courant de l'inductance et de la tension de sortie avec un seul capteur de courant pour améliorer la fiabilité et réduire les coûts. En 2018 [15], Iqbal et al. ont présenté un convertisseur boost DC-DC multiphasé avec une gestion intelligente des phases, utilisant une méthode de contrôle adaptatif pour activer et désactiver les phases en fonction de la charge, améliorant ainsi l'efficacité énergétique et la réponse dynamique du système.

4. **Années 2020 (2020-2024)** Les recherches les plus récentes continuent à explorer et à perfectionner les convertisseurs DC-DC multiphasés pour répondre aux besoins des technologies modernes. En 2020 [16], Farhani et al. ont développé un convertisseur boost DC-DC triphasé entrelacé pour les véhicules électriques à pile à combustible, démontrant une réduction significative des ondulations de courant et une amélioration de l'efficacité globale du système. En 2021 [17], une nouvelle topologie de convertisseur DC-DC multiphasé avec un contrôle numérique avancé a été proposée pour améliorer la gestion énergétique dans les applications industrielles. En 2023 [18], une étude a introduit un convertisseur buck-boost DC-DC multiphasé avec une optimisation adaptative pour les applications de réseau intelligent, offrant une performance supérieure en termes d'efficacité et de stabilité. Enfin, en 2024 [19], un article a proposé un nouveau convertisseur boost DC-DC multiphasé avec une cellule d'amortisseur active partagée pour les applications hybrides de véhicules électriques à hydrogène et énergie solaire. Ce convertisseur permet une interaction hautement efficace entre l'hydrogène et l'énergie solaire, réduisant les ondulations de courant d'entrée, les pertes de puissance et les exigences de filtrage, tout en améliorant la compacité et la réponse transitoire du système.

I.5.1 Les méthodes de contrôle

Les systèmes de contrôle actuels pour les convertisseurs DC-DC sont confrontés à des défis importants, tels que la réduction des niveaux de tension, l'amélioration de l'efficacité de conversion et la satisfaction de diverses exigences. La sortie des convertisseurs DC-DC peut théoriquement être déterminée en fonction de la tension d'entrée et du rapport cyclique. Cependant, dans les applications pratiques, le contrôle en boucle ouverte présente plusieurs limites. Des défis surviennent lors du calcul précis du cycle de service en raison des incertitudes inhérentes et des pertes de puissance, entraînant souvent des erreurs de sortie. De plus, les effets parasites complexes des composants et commutateurs passifs non idéaux posent des problèmes de mesure et de compensation efficace, conduisant à des dépassements de tension élevés et à des contraintes sur les composants. En conséquence, les convertisseurs en boucle ouverte sont mal équipés pour gérer les variations de tension d'entrée, les changements de résistance de charge et les défauts de circuit, compromettant ainsi les performances dynamiques et la sécurité.

Relever ces défis nécessite la transition vers des systèmes de contrôle en boucle fermée pour garantir le fonctionnement fiable et efficace des convertisseurs DC-DC dans les applications du monde réel. Par conséquent, diverses méthodes de contrôle linéaires et non linéaires ont été développées.

Dans le domaine du contrôle linéaire, la régulation des convertisseurs DC-DC s'effectue généralement à travers deux modes de contrôle distincts : le contrôle en mode tension (VMC) et le contrôle en mode courant (CMC).

Sous VMC, la tension de sortie est mesurée et comparée à une tension de référence désignée afin de générer un signal d'erreur. Ce signal est ensuite utilisé pour ajuster le rapport cyclique au moyen d'un contrôleur PD, PI ou PID, alignant précisément la tension de sortie avec la tension de référence. La mise en œuvre de VMC prend deux formes : des conceptions analogiques, utilisant généralement des amplificateurs opérationnels, ou une mise en œuvre numérique employant des algorithmes au sein d'un microcontrôleur.

À l'inverse, le CMC englobe deux boucles de contrôle fermées : un régulateur de tension et un régulateur de courant. La boucle externe, constituée par la boucle de contrôle de tension, est responsable de la régulation de la tension de sortie du convertisseur grâce à l'emploi d'un contrôleur proportionnel-intégral (PI). Notamment, ce régulateur est conçu avec une bande passante suffisamment large pour s'adapter efficacement aux variations de charge et de tension d'entrée. La sortie de la boucle de contrôle de tension dicte le

courant de référence (I_{ref}) pour la boucle interne suivante, appelée boucle interne. Dans ce contexte, la boucle interne corrige l'erreur de courant, issue de la distinction entre le courant de référence (I_{ref}) et le courant inducteur du convertisseur (I_L). Caractérisée par une large bande passante, la boucle de contrôle de courant est apte à suivre les oscillations rapides du signal de référence de courant, fournissant ainsi des garanties inhérentes contre les surintensités [20]. Notamment, le seul avantage de VMC par rapport à CMC réside dans sa structure de mise en œuvre simple. Dans un scénario idéal, le CMC est considéré comme le mode de contrôle optimal pour les convertisseurs DC-DC.

Une nouvelle méthode de contrôle qui n'est pas conventionnelle est le contrôle prédictif par modèle (MPC). En 2003, cette technique a été proposée par un groupe scientifique de l'Université du Colorado [21]. Le principe de ce contrôleur est d'obtenir un retour d'information de l'algorithme de contrôle. Cette méthode de contrôleur utilise un modèle du système pour prédire la prochaine valeur d'état afin de créer des signaux appropriés pour contrôler le convertisseur [22]. Il convient de noter la capacité du MPC à superviser des systèmes multi-entrées et multi-sorties, ce qui signifie son aptitude en tant que contrôleur multivariable. De plus, le contrôleur MPC peut gérer efficacement les sorties et les paramètres internes du système. En outre, le contrôleur MPC pourrait combiner la minimisation de la fonction de coût, des coûts d'exploitation, une répartition économique de la charge et une gestion optimisée du flux d'énergie.

Le contrôle à temps mort, également appelé Deadbeat controller (DBC), désigne une stratégie de contrôle utilisée pour obtenir une réponse transitoire rapide et précise dans les systèmes dynamiques, englobant les convertisseurs DC-DC. Cette approche conduit idéalement à une stabilisation du système après une période de commutation. Cependant, la réponse transitoire rapide caractéristique du DBC favorise souvent un dépassement notable du paramètre contrôlé [23]. Pour résoudre le dépassement élevé dans DBC, un bloc anti-enroulement peut être intégré à la sortie du contrôleur [24]. L'application du bloc anti-enroulement dans le DBC modifie les performances du contrôleur, ce qui entraîne l'incapacité du contrôleur à se remettre d'une perturbation au cours d'une seule période de commutation. Par conséquent, une période de stabilisation plus longue est nécessaire.

L'utilité pratique du DBC dans les convertisseurs DC-DC est limitée en raison de la valeur de dépassement importante.

Dans le contexte du contrôle non linéaire, diverses méthodologies ont été développées, notamment le contrôle en mode glissant (SMC), la logique floue, le H infini et le contrôle adaptatif.

La théorie du contrôle par mode glissant (SMC) a été développée dans 1970 pour les systèmes à structure variable (VSC) [25] [26], visait à établir des systèmes de contrôle robustes. Par la suite, depuis les années 1980 [27], le SMC a trouvé de nombreuses applications dans les convertisseurs DC-DC en raison de ses caractéristiques de commutation. SMC oblige le système à adhérer à une trajectoire prédéterminée, connue sous le nom de surface de glissement, améliorant ainsi la réponse transitoire du convertisseur.

Cependant, cette approche est sensible aux variations et perturbations des paramètres, ce qui présente des défis pratiques tels que le phénomène de « chattering » et la commutation rapide à haute fréquence, qui peuvent contribuer à l'usure mécanique. La résolution de ces complexités nécessite souvent l'utilisation de techniques de lissage ou de commandes de mode glissant d'ordre supérieur.

La mise en œuvre du SMC commence par le développement d'un modèle mathématique précis du convertisseur, englobant la dynamique des composants tels que les inductances, les condensateurs, les commutateurs et les diodes, ainsi que les interrelations entre la tension de sortie, la tension d'entrée, le rapport cyclique et la charge.

Le contrôle à logique floue (FLC) représente une autre forme de contrôle non linéaire implémenté dans les convertisseurs DC-DC [28]-[30]. Son ajustement est réalisable grâce à des méthodologies heuristiques fondées sur l'expertise des opérateurs ou via des systèmes intelligents, tels que les algorithmes génétiques [31]. La configuration non linéaire du FLC exclut l'utilisation de la théorie du contrôle classique sur les systèmes linéaires invariants dans le temps (LTI) [32].

FLC entraîne une surcharge de calcul importante, impliquant la fuzzification, la prise de décision et la défuzzification [29]. Ces opérations nécessitent un processeur numérique coûteux, ce qui nuit à la vitesse du contrôleur. De plus, contrairement aux commandes linéaires traditionnelles, le FLC démontre une adaptabilité aux variations des points de fonctionnement, présentant ainsi une alternative robuste pour les scénarios où la linéarité ne peut pas être garantie.

Dans les publications de Hammoudi et al. (2018) et Keskin et al. (2021) [33], une autre méthode non linéaire a été proposée connue sous le nom de contrôle H infini (H_∞) a été introduite. Le contrôle H_∞ est bien adapté aux systèmes caractérisés par des incertitudes de modèle, des perturbations et du bruit. Cette méthode permet de développer des contrôleurs robustes qui garantissent la stabilité et les performances du système, même en présence de variations notables de paramètres et de perturbations externes. Le contrôle H_∞ utilise une structure à double boucle englobant une boucle externe chargée de réguler

la tension de sortie et une boucle interne dédiée à l'égalisation du partage de courant entre les différentes phases du convertisseur élévateur entrelacé. La conception optimale des fonctions de pondération, prenant en compte le suivi des références et l'atténuation des perturbations, fait partie intégrante de cette approche. Des preuves empiriques ont démontré la capacité substantielle du contrôle H à améliorer la stabilité et les performances dynamiques des convertisseurs DC-DC dans les véhicules électriques à pile à combustible.

Dans le domaine du contrôle adaptatif, El Fadil et al. (2011) ont introduit une stratégie de contrôle adaptatif adaptée aux convertisseurs élévateurs entrelacés associés aux systèmes de production d'énergie basés sur des piles à combustible [34]. L'objectif principal est d'obtenir une régulation précise de la tension de sortie et une répartition optimale du courant entre les différentes branches, malgré les variations de charge du convertisseur. Cette stratégie repose sur un modèle non linéaire complet du système FC-IBC complet, intégrant une estimation en temps réel de la charge incertaine. Le principal défi vient de l'impact de la charge incertaine non seulement sur le modèle mais également sur le signal de référence actuel. La convergence de l'estimation de la charge en ligne vers sa valeur réelle est impérative pour garantir les performances de contrôle attendues (contrôle adaptatif).

I.5.2 Analyse des performances et de la fiabilité des convertisseurs DC-DC entrelacés multiphasés

Les convertisseurs DC-DC multiphasés entrelacés sont devenus indispensables dans les applications électriques contemporaines en raison de leur capacité à offrir une efficacité énergétique accrue, une gestion thermique supérieure et une fiabilité accrue. Cette technologie de pointe donne la priorité à une distribution efficace de l'énergie, à l'amélioration de l'efficacité et à la fourniture de services ininterrompus en cas de défaut du système.

I.5.2.1 Répartition de la puissance

La distribution d'énergie joue un rôle essentiel dans les convertisseurs multiphasés entrelacés en assurant une répartition uniforme du courant entre les phases, minimisant ainsi les pertes et améliorant les performances globales. L'augmentation du nombre de phases permet de répartir la puissance totale sur un plus grand nombre de chemins, réduisant ainsi les courants de pointe et les contraintes des composants. Zhang et coll. (2019) [35] ont illustré qu'une topologie entrelacée atténue les contraintes sur les composants, tandis

que Lee et Kim (2020) [36] ont indiqué qu'un ajustement dynamique de la répartition de la charge entre les phases peut améliorer la durée de vie des composants et la fiabilité du système.

Par exemple, Maalandish et al. (2017) [37] ont étudié un convertisseur élévateur entrelacé à 6 phases, soulignant sa capacité à obtenir un gain de tension élevé, à réduire les contraintes de tension sur les commutateurs et à minimiser l'ondulation du courant d'entrée, améliorant ainsi la stabilité et la durée de vie des composants, le rendant ainsi adapté aux applications photovoltaïques.

De même, Ni et al. (2012) [38] ont examiné un convertisseur bidirectionnel entrelacé à 16 phases conçu pour les applications de véhicules hybrides. Leur étude a souligné que l'utilisation de 16 phases peut réduire la taille des filtres d'entrée/sortie, améliorer la réponse dynamique et atténuer les contraintes des composants.

De plus, Huang et al. (2021) [39] ont développé un convertisseur entrelacé à 32 phases pour les centres de données et les systèmes d'intelligence artificielle, démontrant que l'utilisation de 32 phases permet de fournir 1 200 ampères tout en assurant une répartition précise du courant entre les phases, atténuant ainsi les contraintes thermiques et améliorant la fiabilité.

I.5.2.2 Amélioration du rendement

L'amélioration de l'efficacité des convertisseurs DC-DC multiphasés implique la minimisation des harmoniques et l'optimisation de la commutation. Dans les convertisseurs DC-DC multiphasés, la réduction de l'ondulation du courant et des harmoniques revêt une importance particulière en raison de son rôle dans le lissage de la tension de sortie sans nécessiter de condensateurs de sortie surdimensionnés. Le mode entrelacé symétrique, une approche répandue, distribue uniformément les phases des courants d'inductance et utilise un déphasage symétrique pour atteindre cet objectif. Néanmoins, des défis réels tels que la dégradation des paramètres physiques, des conceptions de circuits non identiques entre les phases et des occurrences de défauts potentiels peuvent perturber le mode entrelacé symétrique, compromettant ainsi son efficacité dans le maintien d'une qualité d'énergie optimisée. Dans de tels scénarios, l'adoption d'une approche asymétrique du déphasage devient impérative pour adapter et optimiser le contrôle du courant, garantissant ainsi le fonctionnement efficace et fiable du convertisseur. La mise en œuvre d'un déphasage asymétrique pour minimiser l'ondulation dans les convertisseurs DC-DC multiphasés a

attiré l'attention de la communauté universitaire et de recherche.

Dans la référence [40], une technique de déphasage asymétrique pour les convertisseurs DC-DC multiphasés entrelacés a été proposée pour minimiser les ondulations de courant. Leurs travaux illustrent que l'utilisation de déphasages inégaux entre les phases peut considérablement améliorer l'annulation de l'ondulation du courant, en particulier dans les applications présentant des conditions de fonctionnement asymétriques telles que le suivi du point de puissance maximale (MPPT) pour les systèmes photovoltaïques.

De plus, dans la référence [41], une méthode pour reconfigurer le déphasage asymétrique pour un convertisseur élévateur entrelacé flottant à quatre phases en cas de défaut d'ouverture du circuit de commutation a été proposée. Cette méthode permet d'obtenir une réduction substantielle de l'ondulation du courant d'entrée en reconfigurant les angles de déphasage de manière asymétrique, un fait validé par des résultats de simulation et expérimentaux, soulignant ainsi l'efficacité de la méthode proposée pour améliorer les performances du convertisseur dans des conditions de défaut.

I.5.2.3 Continuité de service

Les convertisseurs multiphasés offrent des avantages significatifs en termes de continuité de service par rapport aux convertisseurs monophasés. Dans un convertisseur monophasé, une défaillance de l'interrupteur d'alimentation entraîne l'arrêt complet du fonctionnement du convertisseur. À l'inverse, dans un convertisseur multiphasé, en cas de défaut d'un interrupteur d'alimentation, les autres interrupteurs continuent de fonctionner, améliorant ainsi la fiabilité et la disponibilité du système. Cela minimise efficacement les temps d'arrêt et atténue les risques associés à des scénarios dangereux tels que des incendies ou des décharges électriques. En empêchant la dégradation complète du convertisseur et la perte de composants critiques, les convertisseurs multiphasés garantissent une résilience accrue. La capacité à maintenir le service incite de nombreux chercheurs à se concentrer sur la détection et la localisation des défauts pour garantir une fiabilité optimale.

I.6 Description du banc d'essai

L'implémentation expérimentale du convertisseurs DC-DC triphasés a été réalisée au laboratoire LGEP à l'université de Tiaret, à l'aide d'un banc d'essai conçu spécifiquement pour cette étude, en utilisant le matériel disponible dans nos installations.

1. Partie Puissance

Cette section comprend un convertisseur DC-DC triphasé alimenté par une source continue de 200V. Chaque phase du convertisseur contient une inductance ainsi que deux interrupteurs : des IGBT de type SKM50GB et une diode fonctionnant en complémentaire durant une période. Ce convertisseur est associé à une charge résistive.

2. Partie puissance

La fonction de commande est gérée par la carte dSPACE DS1104, qui dispose d'un processeur Motorola PowerPC 603 e-250 Mhz qui permet de superviser les opérations de l'application. Les signaux de commande MLI sont générés en logique TTL par le DSP TMS320F240 de Texas Instruments, qui est dédié pour contrôler les convertisseurs statiques de puissance. Un PC intègre la carte DS1104 pour agir comme une interface homme-machine et forme la partie matérielle de l'environnement dSPACE. En ce qui concerne le logiciel, cette partie comprend deux composants principaux. Matlab/Simulink, le premier logiciel cité, permet une programmation conviviale des applications temps réel via Simulink en utilisant les blocs spécifiques de la boîte à outils "Interface Temps Réel (RTI)" pour configurer les entrées/sorties de la carte DS1104. ControlDesk, le deuxième logiciel, offre une interface graphique interactive pour l'acquisition de données et la modification en temps réel des structures et/ou des paramètres de l'algorithme. Un fichier objet peut être généré automatiquement à partir du modèle Simulink par le Real-Time Workshop de Matlab, qui peut ensuite être implanté dans la mémoire de la carte pour l'exécution des algorithmes de commande.

Une carte de microcontrôleur supplémentaire est utilisée pour déphaser les signaux PWM, elle est basée sur le microcontrôleur ATmega2560 en plus de l'Arduino Mega. Il a 54 broches d'entrée/sortie numériques (dont 15 peuvent être utilisées comme sorties PWM), 16 broches analogiques, 4 ports UART (ports série matériels), une connexion USB, un oscillateur à cristal de 16 MHz, un bouton de réinitialisation et une prise d'alimentation, Il a tout ce qu'il faut pour gérer le microcontrôleur.

3. Partie mesure

Cette section est équipée d'un ensemble de capteurs comprenant le capteur de tension LV 25-P et le capteur de courant La 55-P. Ces capteurs sont conçus pour mesurer divers signaux électroniques tels que le courant continu, alternatif et les impulsions. Leur particularité réside dans leur isolation galvanique entre le circuit

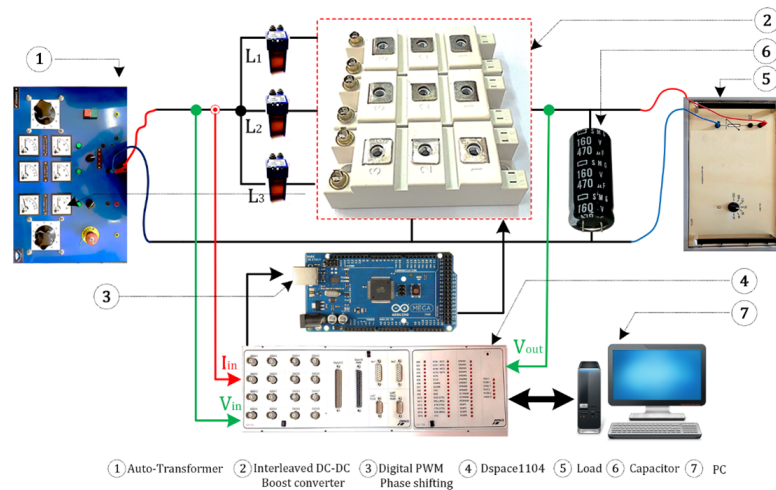


FIGURE I.8 – Banc d’essai.

primaire et le circuit secondaire. Pour intégrer les données de ces capteurs à la carte Dspace (plage de fonctionnement de 0 à 10V), un circuit de conditionnement de signal est utilisé pour adapter la tension de sortie du capteur.

I.7 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a présenté les différentes topologies de convertisseurs DC-DC avec une attention particulière sur les configurations multiphasées, leurs avantages et leurs diverses topologies. Le mode de fonctionnement entrelacé (interleaved) a démontré son efficacité d’améliorer l’efficacité et de réduire les ondulations du courant. ce qui le rend essentiel pour les applications nécessitant une haute performance et une stabilité accrue.

L’état de l’art a également souligné les différents recherches dans les convertisseurs dc-dc depuis les années 90, en mettant en évidence les différents méthodes des contrôles utilisés, Analyse des Performances et de la Fiabilité des Convertisseurs entrelacés DC-DC Multiphase.

Chapitre II

MODÉLISATION DES CONVERTISSEURS BOOST MONOPHASÉS ET MULTIPHASÉS

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 présenterons le modèle d'un boost à trois étages sous le mode non simultané (interleaved mode). Enfin, pour compléter notre analyse, nous introduirons un modèle dynamique permettant de prendre en compte les variations temporelles et les phénomènes transitoires dans le fonctionnement du convertisseur. Les résultats de simulations seront ensuite présentés et analysés, fournissant ainsi une compréhension approfondie du comportement du système dans des conditions dynamiques.

II.2 Modélisation du convertisseur statique boost multiphasé

Dans cette partie, nous présenterons le modèle statique du hacheur Boost, composé d'une MOSFET, d'une diode, d'une capacité, d'une inductance et d'une charge résistive. Nous supposerons que les composants sont idéaux et que les perturbations sont négligeables.

II.3 Modèle statique

Cette partie sera consacrée à l'élaboration des équations du boost une phase et deux phases en situation statique.

II.3.1 Hacheur boost monophasé

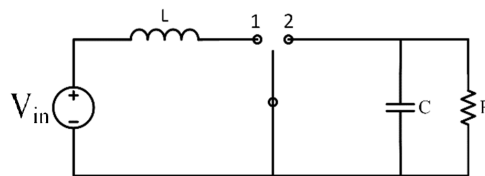


FIGURE II.1 – Convertisseur Boost monophasé avec interrupteurs idéaux.

Pendant la période $0 < t < DT_s$ Où D représente le rapport cyclique (Fig II.2) :

Durant la première période, nous établissons les deux équations pour V_L et I_c :

$$\begin{aligned} v_L &= v_{in} \\ i_c &= -\frac{v_{out}}{R} \end{aligned} \tag{II.1}$$

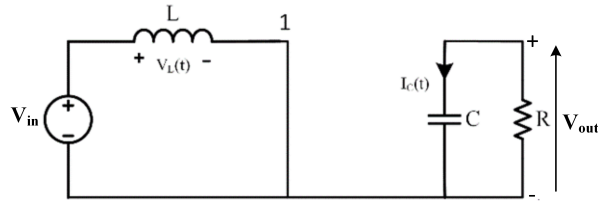


FIGURE II.2 – Convertisseur Boost (interrupteur passant).



FIGURE II.3 – Convertisseur Boost (interrupteur bloqué).

Pendant la plage de temps $DT_s \langle t \langle T_s \rangle$ (Fig II.3) :

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

$$\begin{aligned} v_L &= v_{in} - v_{out} \\ i_c &= i_L - \frac{v_{out}}{R} \end{aligned} \tag{II.2}$$

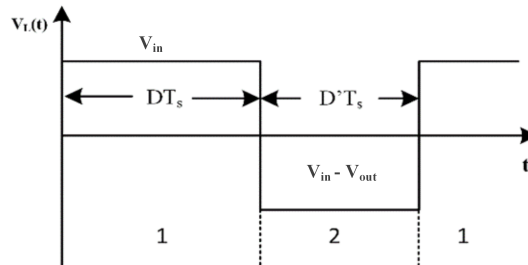


FIGURE II.4 – Forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance « V_L ».

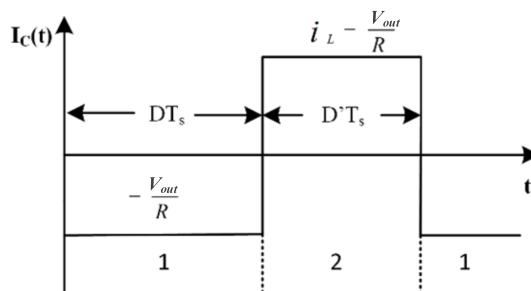


FIGURE II.5 – Forme d'onde du courant s'écoulant dans la capacité.

En utilisant la méthode de "Capacitor Charge Balance and Inductance Second Balance" qui suppose que la tension moyenne aux bornes de la bobine est nulle sur une période T et que le courant moyen de la capacité est nul pendant une période.

$$\langle v_L \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} [DT_s * (V_{in}) + D'T_s * (V_{in} - V_{out})] \quad (\text{II.3})$$

$$V = V_{in}/D' \quad (\text{II.4})$$

Avec $D' = (1 - D)$

$$\langle i_c \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} \left[DT_s * \left(-\frac{V_{out}}{R}\right) + D'T_s * \left(I_L - \frac{V_{out}}{R}\right) \right] \quad (\text{II.5})$$

$$I = D'I_L \quad (\text{II.6})$$

La tension moyenne délivré en sortie :

$$V_{out} = \frac{1}{1 - D} \times V_{in} \quad (\text{II.7})$$

II.4 Fonctionnement d'un convertisseur boost a deux phases

La figure II.6 représente un convertisseur parallèle biphasé typique comprenant deux inductances d'entrée distinctes ($L1$ et $L2$), des transistors MOSFET ($S1$ et $S2$) utilisés comme commutateurs, des diodes ($D1$ et $D2$) et un condensateur de sortie (C). Les commutateurs $S1$ et $S2$ fonctionnent en alternance avec un déphasage de 180 degrés. Ce convertisseur fournit de l'énergie à la charge, représentée par une résistance (R). Les inductances servent à stocker et à restituer l'énergie électrique, tandis que le condensateur est utilisé pour atténuer les ondulations de la tension de sortie (V_{out}). Les signaux de commande des commutateurs $S1$ et $S2$, notés $U1$ et $U2$, présentent une complémentarité, chaque signal $U1$ ou $U2$ pouvant prendre l'une des deux valeurs binaires : 0 (commutateur fermé) ou 1 (commutateur ouvert).

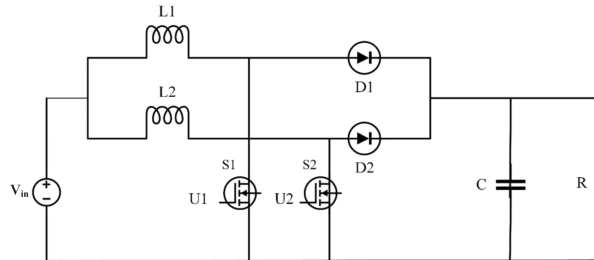


FIGURE II.6 – Convertisseur Boost à deux phases.

Le système offre quatre modes opératoires, les valeurs de deux inductances d'entrée sont identiques.

1. **Mode1 :**

$U1 = 1$ et $U2 = 0$.

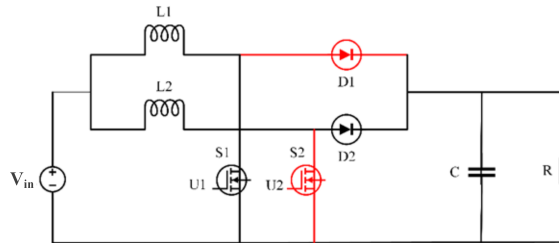


FIGURE II.7 – Mode 1.

En appliquant les lois de Kirchhoff, on déduit que :

$$\begin{aligned}
 v_{L1} &= v_{in} \\
 v_{L2} &= v_{in} - v_{out} \\
 i_c &= i_{L2} - \frac{v_{out}}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.8}$$

2. **Mode 2 :**

$U1=0$ and $U2=1$

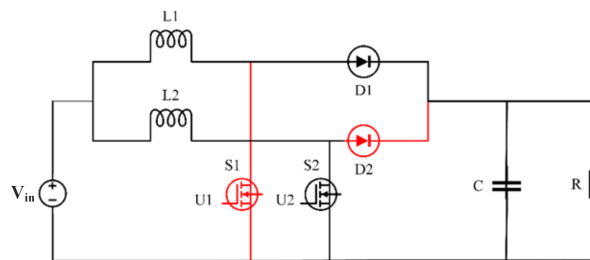


FIGURE II.8 – Mode 2.

$$\begin{aligned}
 v_{L1} &= v_{in} - v_{out} \\
 v_{L2} &= v_{in} \\
 i_c &= i_{L1} - \frac{v_{out}}{R}
 \end{aligned}
 \tag{II.9}$$

3. **Mode 3 :**

$U1=U2=1$

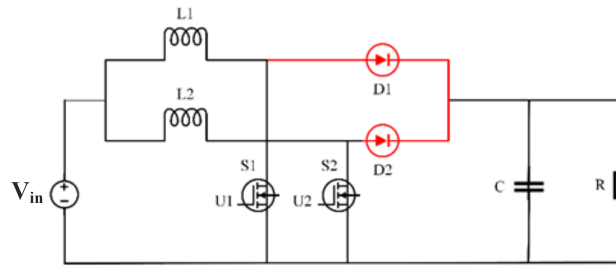


FIGURE II.9 – Mode 3.

$$\begin{aligned} v_{L1} &= v_{L2} = v_{in} \\ i_c &= -\frac{v_{out}}{R} \end{aligned} \tag{II.10}$$

4. Mode 4 :

$$U1=U2=0$$

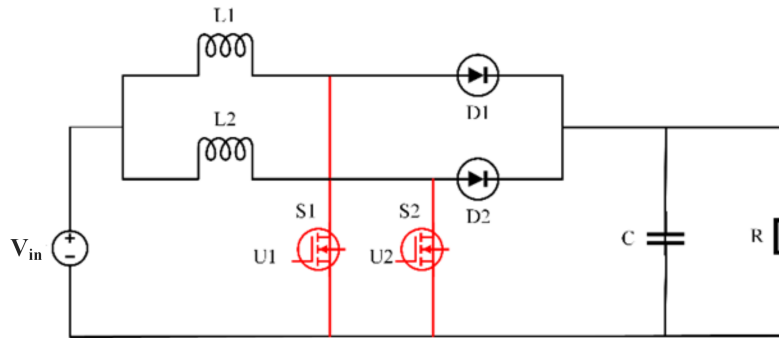


FIGURE II.10 – Mode 4.

$$\begin{aligned} v_{L1} &= v_{L2} = v_{in} - v_{out} \\ i_c &= i_{L1} + i_{L2} - \frac{v_{out}}{R} \end{aligned} \tag{II.11}$$

Les quatre modes de fonctionnement peuvent être représentés par l'ensemble d'équations différentielles suivant :

$$\begin{aligned} v_{L1} &= v_{in} - (1 - U_1)v_{out} \\ v_{L2} &= v_{in} - (1 - U_2)v_{out} \\ i_c &= (1 - U_1)i_{L1} + (1 - U_2)i_{L2} - \frac{v_{out}}{R} \end{aligned} \tag{II.12}$$

Pour établir les équations de régime permanent, on suppose que les tensions moyennes aux bornes des inducteurs sont nulles et que le courant moyen dans le condensateur est

également nul. Il convient de noter que les valeurs moyennes des fonctions de commutation U1 et U2 correspondent aux cycles de service respectifs de chaque commutateur.

$$\begin{aligned}\tilde{U}_1 &= d_1 \in \{0 \rightarrow 1\} \\ \tilde{U}_2 &= d_2 \in \{0 \rightarrow 1\}\end{aligned}\quad (\text{II.13})$$

Les variables d1 et d2 représentent les rapports cycliques des interrupteurs, définis comme suit :

$$\begin{aligned}d_1 &= D_1 + \tilde{d}_1 \\ d_2 &= D_2 + \tilde{d}_2\end{aligned}\quad (\text{II.14})$$

En considérant un système soumis à des perturbations négligeables, le régime permanent est caractérisé par d1=d2=D. Les équations (II.12) deviennent :

$$\begin{aligned}\langle v_{L1} \rangle &= 0 = v_{in} - (1 - D)v_{out} \\ \langle v_{L2} \rangle &= 0 = v_{in} - (1 - D)v_{out} \\ \langle i_c \rangle &= (1 - D)i_{L1} + (1 - D)i_{L2} - \frac{v_{out}}{R} = 0 \Rightarrow \frac{v_{out}}{R} = (1 - D)(i_{L1} + i_{L2})\end{aligned}\quad (\text{II.15})$$

D'après ces équations on trouve que :

$$\begin{aligned}V &= \frac{1}{1-D} \times V_{in} \\ I &= i_{L1} + i_{L2} = \frac{1}{1-D} \frac{V_{out}}{R}\end{aligned}\quad (\text{II.16})$$

II.5 II.4 Généralisation sur m étages

L'utilisation de convertisseurs multiphasés à plusieurs étages est particulièrement avantageuse dans les applications nécessitant la gestion de tensions ou de courants élevés. La répartition des contraintes sur plusieurs semi-conducteurs permet d'utiliser des composants de taille réduite, tout en garantissant le niveau de performance requis.

Afin d'optimiser le fonctionnement de ces convertisseurs, chaque étage est régulé avec un rapport cyclique identique, quoique déphasé de $2\pi/m$ par rapport à l'étage précédent. Cette stratégie de contrôle permet d'atténuer considérablement les ondulations de sortie. Les équations du convertisseur s'écrivent :

$$\begin{aligned}v_{L1} &= v_{in} - (1 - U_1)v_{out} \\ v_{L2} &= v_{in} - (1 - U_2)v_{out} \\ v_{L3} &= v_{in} - (1 - U_3)v_{out} \\ &\vdots \\ v_{Lm} &= v_{in} - (1 - U_m)v_{out} \\ i_c &= ((1 - U_1)i_{L1} + (1 - U_2)i_{L2} + (1 - U_3)i_{L3} + (1 - U_4)i_{L4} + \dots) - \frac{v_{out}}{R}\end{aligned}\quad (\text{II.17})$$

Dans des conditions de fonctionnement identiques, le modèle de convertisseur en régime permanent s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} V_{out} &= \frac{1}{1-D} \times V_{in} \\ I &= i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + \dots\dots i_{Lm} = \frac{1}{1-D} \frac{V_{out}}{R} \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

II.6 Modèle dynamique d'un convertisseur DC-DC boost

II.6.1 Modèle linéaire (Small Signal Analysis)

Pour concevoir des contrôles répondant à des objectifs de performance, il est nécessaire de disposer de modèles dynamiques appropriés de la topologie considérée. Dans cette optique, les équations relatives au convertisseur sont fournies dans ce chapitre.

Pour obtenir le modèle dynamique, nous allons linéariser notre système autour d'un point de fonctionnement, ce processus est communément appelé Small signal analyses. Ainsi, les grandeurs du convertisseur sont transformées :

$$\left. \begin{aligned} v_{in}(t) &= V_{in} + \tilde{v}_{in}(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\ d'(t) &= D' - \tilde{d}(t) \\ v_{out}(t) &= V_{out} + \tilde{v}_{out}(t) \\ i_L &= I_L + \tilde{i}(t) \\ v_L(t) &= V_L + \tilde{v}(t) \\ i_c(t) &= I_c + \tilde{i}(t) \end{aligned} \right\} \quad (\text{II.19})$$

Les équations du modèle statique présentées dans ce chapitre peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$\langle V_L \rangle = [d \times (v_{in}) + (1-d) \times (v_{in} - v_{out})] \quad (\text{II.20})$$

$$\langle I_c \rangle = \left[d \times \left(I_{L2} - \frac{v_{out}}{R} \right) + (1-d) \times \left(I_{L1} - \frac{v_{out}}{R} \right) \right] \quad (\text{II.21})$$

En substituant les variables de l'équation (II.19) par leurs valeurs respectives dans les équations (II.20) et (II.21), nous obtenons :

$$L \frac{d\langle I + \tilde{i}(t) \rangle}{dt} = \left[\left[(D + \tilde{d}(t)) (V_{in} + \tilde{v}_{in}(t)) \right] + \left[(D' - \tilde{d}(t)) \times (V_{in} + \tilde{v}_{in}(t)) + (D' - \tilde{d}(t)) \times (V_{out} + \tilde{v}_{out}(t)) \right] \right] \quad (\text{II.22})$$

$$C \frac{d(V_{out} + \tilde{v}_{out}(t))}{dt} = (D' - \tilde{d}(t)) (I + \tilde{i}(t)) - \frac{(V_{out} + \tilde{v}_{out}(t))}{R} \quad (\text{II.23})$$

Après développement et regroupement des termes, les équations (II.22) et(II.23) peuvent être représentées comme suit :

$$L \frac{d\langle I + \tilde{i}(t) \rangle}{dt} = \left[\underbrace{DV_{in} + D'V_{in} - D'V_{out}}_{DC_termes} \right] + \left[\underbrace{D\tilde{v}_{in}(t) + D'\tilde{v}_{in}(t) + \tilde{d}(t)V_{out} - D'\tilde{v}_{out}(t)}_{Equation_1^{er_ordre}} \right] + \left[\underbrace{\tilde{d}(t)\tilde{v}_{out}(t)}_{Equation_2^{eme_ordre}} \right] \quad (II.24)$$

$$c \frac{d(V_{out} + \tilde{v}_{out}(t))}{dt} = \left[\underbrace{D'I - \frac{V_{out}}{R}}_{DC_terme} \right] + \left[\underbrace{\left(D'\tilde{i}(t) - \frac{\tilde{v}_{out}(t)}{R} - I\tilde{d}(t) \right)}_{Equation_1^{er_ordre}} \right] + \left[\underbrace{-\tilde{d}(t)\tilde{i}(t)}_{Equation_2^{eme_ordre}} \right] \quad (II.25)$$

Dans la linéarisation autour d'un point de fonctionnement (Small signal analyses), nous considérerons uniquement les termes du premier ordre et négligerons les termes du deuxième ordre. Cela permettra d'obtenir le modèle dynamique linéaire du convertisseur :

$$L \frac{d\tilde{i}(t)}{dt} = \tilde{v}_{in}(t) + \tilde{d}(t)V_{out} - D'\tilde{v}_{out}(t) \quad (II.26)$$

$$c \frac{d\tilde{v}_{out}(t)}{dt} = D'\tilde{i}(t) - \frac{\tilde{v}_{out}(t)}{R} - I\tilde{d}(t) \quad (II.27)$$

Le schéma canonique équivalent du modèle dynamique du convertisseur Boost, basé sur les équations (II.26) et (II.27), est illustré dans la Figure II.11 :

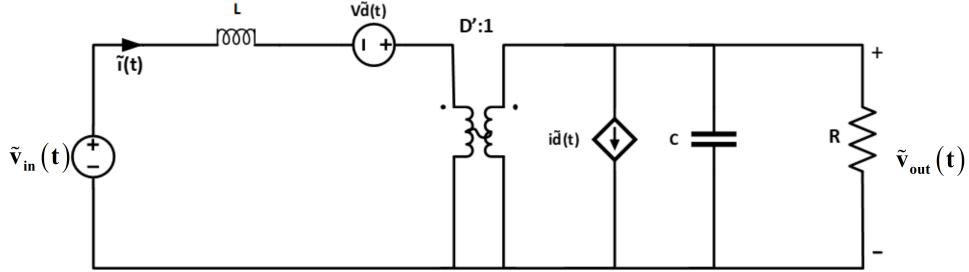


FIGURE II.11 – Schéma canonique équivalent du modèle dynamique boost idéal.

II.6.1.1 Fonction de transfert du convertisseur Boost

$$\tilde{v}_{out} = G_d \tilde{d} + G_v \tilde{v}_{in} \quad (II.28)$$

$$G_d = \left. \frac{\tilde{v}_{out}}{\tilde{d}} \right|_{\tilde{v}_{in}=0} \quad (II.29)$$

$$G_v = \left. \frac{\tilde{v}_{out}}{\tilde{v}_{in}} \right|_{\tilde{d}=0} \quad (II.30)$$

$$G_{vg}(s) = \left(\frac{1}{D'} \right) \frac{1}{1 + s \frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2}} \quad (II.31)$$

$$G_{vd}(s) = \left(\frac{V_{out}}{D'} \right) \frac{\left(1 - s \frac{L}{D'^2 R} \right)}{\left(1 + s \frac{L}{D'^2 R} + s^2 \frac{LC}{D'^2} \right)} \quad (\text{II.32})$$

Les fonctions et peuvent être exprimées sous la forme canonique d'un système du deuxième ordre :

$$G_{vg}(s) = \frac{G_{g0}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2} \quad (\text{II.33})$$

$$G_{vd}(s) = G_{d0} \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z} \right)}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2} \quad (\text{II.34})$$

Par identification des paramètres :

$$G_{g0} = \frac{1}{D'}, \omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}} \text{ et } Q = D'R\sqrt{\frac{C}{L}}.$$

$$G_{d0} = \frac{V_{out}}{D'}, \omega_z = \frac{D'^2 R}{DL}, \omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{LC}} \text{ et } Q = D'R\sqrt{\frac{C}{L}}.$$

Remarque : : Il convient de souligner la présence d'un zéro avec un signe négatif dans la fonction de transfert G_{vd} , également appelé "Right half-plane zero". Ce zéro contraint la sortie, pendant le régime transitoire à haute fréquence, à s'orienter dans le sens opposé de sa valeur finale.

II.6.1.2 Cas de m étage

Les fonctions de transfert obtenues dans le cas d'un boost à une seule phase seront les mêmes pour chaque phase dans le cas d'un convertisseur boost multi-phasé à la différence que les signaux PWM seront déphasés d'un angle de $2\pi/m$.

II.6.1.2.1 Modèle d'état : Pour écrire les équations en petits signaux après linéarisation pour m étages, nous allons généraliser ce qui a déjà été fait pour une seule phase en tenant compte des m phases du convertisseur.

Les équations dynamiques deviennent :

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\tilde{i}_{L_1}(t)}{dt} = \tilde{v}_{in}(t) + \tilde{d}_1(t) V_{out} - D_1' \tilde{v}_{out}(t) \\ L_2 \frac{d\tilde{i}_{L_2}(t)}{dt} = \tilde{v}_{in}(t) + \tilde{d}_2(t) V_{out} - D_2' \tilde{v}_{out}(t) \\ \vdots \\ L_m \frac{d\tilde{i}_{L_m}(t)}{dt} = \tilde{v}_{in}(t) + \tilde{d}_m(t) V_{out} - D_m' \tilde{v}_{out}(t) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

$$c \frac{d\tilde{v}_{out}(t)}{dt} = \sum_{m=1}^N (1 - D_m) \tilde{i}_{L_m}(t) - I_{L_m} \tilde{d}_m(t) - \frac{\tilde{v}_{out}(t)}{R} \quad (\text{II.36})$$

Les fonctions de transfert $G_{vd}(s)$ et $G_{vg}(s)$ pour un convertisseur boost à m phases conservent la même forme que celles d'un convertisseur à une seule phase.

II.6.2 Modèle non linéaire (Large signal analysis)

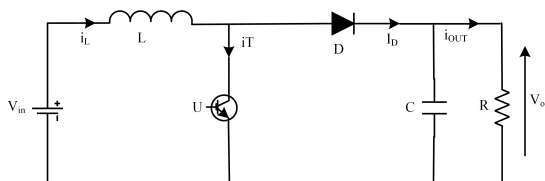


FIGURE II.12 – Convertisseur DC-DC Boost

La dynamique du convertisseur boost, telle qu'elle est représentée sur la Figure II.12, est régie par l'ensemble d'équations différentielles suivant :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{out}}{dt} &= \frac{i_D}{C} - \frac{i_{out}}{C} \\ \frac{di_L}{dt} &= -\frac{(1-d)}{L}v_{out} + \frac{v_{in}}{L} \end{aligned} \quad (\text{II.37})$$

en considérant la modélisation moyenne, on peut écrire :

$$i_D = (1 - d) i_L \quad (\text{II.38})$$

La substitution de l'équation (II.38) dans (II.37) donne la modélisation moyenne dite de l'espace d'état, également connue sous le nom de modélisation moyenne des grands signaux (large-signal average modeling), du convertisseur boost.

$$\begin{aligned} \frac{dv_{out}}{dt} &= \frac{(1-d)}{C} i_L - \frac{i_{out}}{C} \\ \frac{di_L}{dt} &= -\frac{(1-d)}{L} v_{out} + \frac{v_{in}}{L} \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

Dans le cas d'un convertisseur boost multiphasé à m étages, chaque phase a une dynamique similaire, avec un déphasage dans les signaux de commande, les équations en grands signaux devient :

$$\frac{dv_{out}}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{m=1}^m (1 - d_m) i_{L_m} - \frac{i_{out}}{C} \quad (\text{II.40})$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = -\frac{(1 - d_m)}{L_m} v_{out} + \frac{v_{in}}{L_m} \quad (\text{II.41})$$

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié en détail la modélisation et l'analyse des convertisseurs DC-DC multiphasés de type boost. Nous avons débuté par la modélisation statique

d'un convertisseur boost à une seule phase, où nous avons établi les équations fondamentales. Par la suite, nous avons généralisé ces équations pour un convertisseur à plusieurs phases.

Nous avons ensuite abordé l'analyse en petits signaux (small signal analysis), qui permet d'étudier la stabilité et la réponse dynamique du convertisseur dans un régime proche du point d'équilibre. Nous avons développé les équations linéarisées pour un convertisseur à m étages, montrant que les fonctions de transfert $G_{vd}(s)$ et $G_{vg}(s)$ conservent des formes similaires à celles d'un convertisseur à une seule phase.

Enfin, nous avons traité l'analyse en grands signaux (large signal analysis), qui permet de modéliser les réponses transitoires et non linéaires du système.

Chapitre III

**COMMANDE DU CONVERTISSEUR
BOOST MULTIPHASÉ**

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous abordons en détail le contrôle du convertisseur Boost à une seule phase et à trois phases, ainsi que les fonctions de transfert associées aux modes de contrôle en tension et en courant (Peak Mode Control). Nous explorerons également les résultats de simulation et expérimentale appliquée sur un convertisseur Boost triphasé dans des conditions de fonctionnement saines. Par la suite, nous appliquerons une commande non linéaire Backstepping Supertwisting et discuterons les résultats de simulations obtenus avec cette méthode.

III.2 Contrôle du convertisseur boost monophasé

Dans cette section, nous explorerons deux modes de contrôle pour les convertisseurs DC-DC : le mode de contrôle de tension et le contrôle courant-tension (peak mode control).

Le mode de contrôle de tension implique l'utilisation d'une seule boucle de régulation où la tension de sortie mesurée est comparée à une tension de référence. Cette comparaison génère un signal d'erreur qui est ensuite utilisé pour ajuster le rapport cyclique via un contrôleur PI. Ce processus permet à la tension de sortie de suivre précisément la tension de référence.

Le contrôle courant-tension, ou peak mode control, utilise deux boucles de contrôle distinctes : une pour la tension et une pour le courant. La boucle de contrôle de tension, la boucle externe, est responsable de l'ajustement de la tension de sortie à l'aide d'un contrôleur proportionnel-intégral (PI). La sortie de cette boucle définit le courant de référence (I_{ref}) introduit en entrée de la deuxième boucle de contrôle. Cette dernière, appelée boucle interne, corrige l'erreur de courant en ajustant le courant effectif d'inductance du convertisseur.

III.2.1 Contrôle de mode tension

La configuration de contrôle de mode tension d'un convertisseur en boucle fermée est représentée dans la Figure III.1. Un régulateur de type *PI* est employé pour le réglage de la tension.

Le système montre le schéma en boucle fermée dans la Figure III.2.

Le schéma bloc en boucle fermée se distingue par sa fonction de transfert :

$$G_{BF} : \tilde{v}_{out} = \frac{T_i}{1 + T_i} \tilde{v}_{ref} + \frac{1}{1 + T_i} \tilde{v}_{in} \quad (III.1)$$

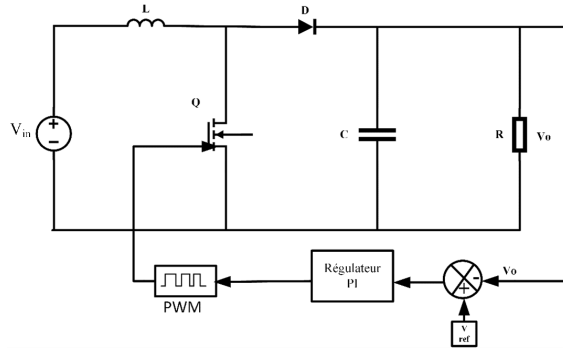


FIGURE III.1 – Convertisseur boost en boucle fermée.

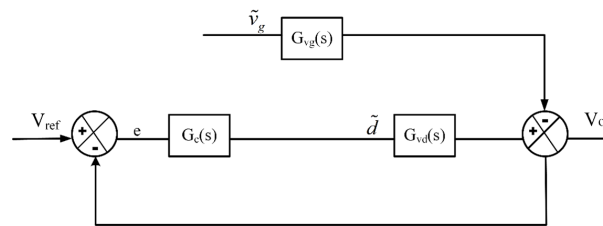


FIGURE III.2 – Schéma bloc du convertisseur boost en boucle fermée.

Avec : $T_i = G_c(s)G_d(s)$ fonction de transfert de la chaîne directe.

Si nous considérons $G_c(s)$ comme étant la fonction de transfert du régulateur et sélectionnons $G_c(s)$ tel que le gain de la fonction $T_i(s)$ soit nettement plus grand que $\ll 1 \gg$, c'est-à-dire $\|T_i\| \gg 1$, alors nous pouvons en tirer la conclusion suivante :

$$\tilde{v}_{out} \approx \tilde{v}_{ref}, \text{ avec : } \begin{cases} \frac{T_i}{1+T_i} = 1 \\ \frac{1}{1+T_i} = 0 \end{cases} \quad \|T_i\| \gg 1 \quad (\text{III.2})$$

III.2.1.1 Résultats de la simulation

Dans cette partie, nous allons procéder à des tests de simulation pour étudier le comportement temporel et fréquentiel du boost à 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.3. Les paramètres de l'hacheur sont illustrés dans le tableau (III.1).

Les figures (III.4 et III.5) illustrent la réponse en fréquence de la fonction de transfert T_i , tant avant qu'après l'ajustement. Pour améliorer l'efficacité du contrôle, nous allons élaborer des régulateurs de type PI. La formulation de la fonction de transfert du régulateur PI peut être exprimée comme suit :

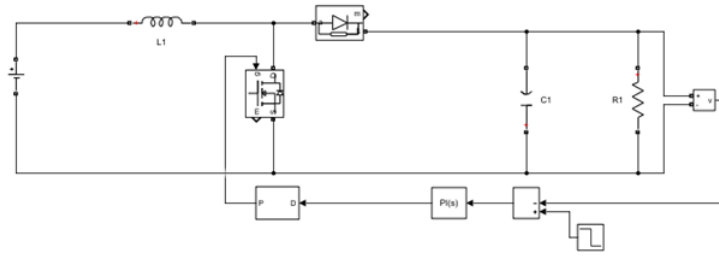


FIGURE III.3 – Schéma bloc du Convertisseur boost en boucle fermée.

TABLE III.1 – Les paramètres du convertisseur dc-dc boost une phase avec contrôle de la tension.

Tension d'entree (V_{in})	80 V
Inductance (L)	1 mH
Capacote de sortie (C)	470 μF
Resistance (R)	36 Ω
La Frequence (Fsw)	10 kHz

$$G_C(s) = G_{c\infty} \cdot \left(1 + \frac{\omega_L}{s}\right) \quad (III.3)$$

À 7000 rad/s, le gain de T_i est égal à 1 avec une marge de phase positive de 331° . La grande marge de phase assure la stabilité du convertisseur. En outre, augmenter le gain $G_{c\infty}$ (utilisé pour améliorer la réponse en boucle fermée à basse fréquence) permet d'augmenter la fréquence de croisement fcr (cross-over frequency), garantissant ainsi une marge de fréquence élevée où $T_i \gg 1$.

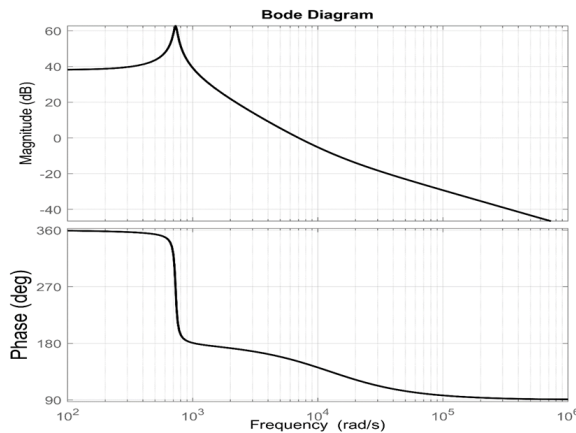


FIGURE III.4 – La réponse fréquentielle sans réglage.

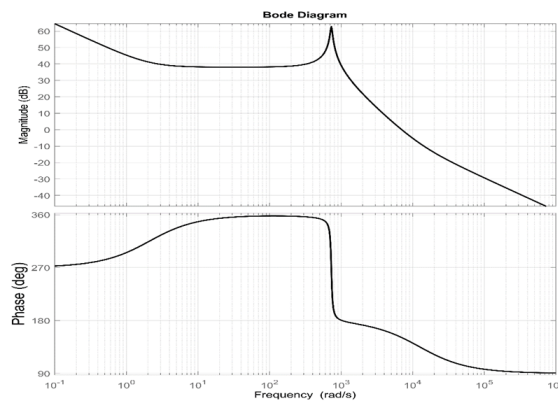


FIGURE III.5 – La réponse fréquentielle avec réglage.

La réponse de la tension de sortie du convertisseur avec contrôle en tension est présentée dans la Figure III.6, après avoir utilisé notre régulateur PI que nous avons synthétisé. On remarque que la tension de sortie suit parfaitement la référence, avec une excellente dynamique et quasiment aucune erreur statique. De plus, le temps de réponse est rapide, Cela confirme que la synthèse de ce régulateur a été effectuée correctement.

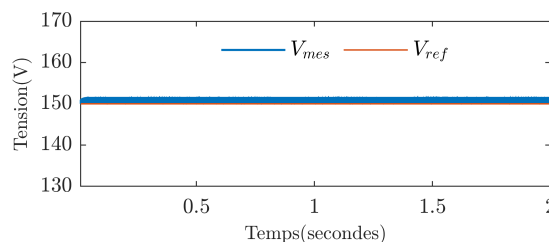


FIGURE III.6 – Resultat simulation de la tension de sortie.

III.2.1.2 Contrôle en mode courant (peak mode control).

Il est important noter que la méthode de contrôle en mode tension peut garantir un contrôle efficace de la tension de sortie, mais elle ne garantit pas nécessairement la régulation précise du courant d'inductance. Dans de nombreux cas, la commande de tension ajuste le rapport cyclique du signal de commutation pour maintenir la tension de sortie à la valeur souhaitée. Cependant, cela ne prend pas toujours en compte les variations du courant d'inductance, qui peut fluctuer en fonction de la charge et des conditions de fonctionnement. Lorsque la méthode de contrôle de tension ajuste la tension de sortie pour suivre une référence donnée, elle peut parfois entraîner des fluctuations du courant d'inductance. Ces fluctuations peuvent conduire à des valeurs de courant d'inductance

très élevées, ce qui peut endommager le convertisseur et les composants associés. Pour garantir à la fois la régulation précise de la tension de sortie et du courant d'inductance, la méthode de contrôle en mode courant est souvent nécessaire. Contrairement à la méthode de contrôle de tension seule, le contrôle en mode courant intègre deux boucles de régulation distinctes : une pour la tension de sortie et une autre pour le courant d'inductance.

La Figure III.7 expose la configuration du contrôle en mode courant du convertisseur boost à une phase. Il y a deux boucles, une interne et une externe. La commande de la tension génère le courant de référence dans la boucle externe, qui est régulé en le comparant au courant de l'inductance dans la boucle interne. Le rapport cyclique est déterminé par la sortie du régulateur de boucle interne. Cette commande (peak mode control) est avantageuse car elle protège le MOSFET contre les pics de courant.

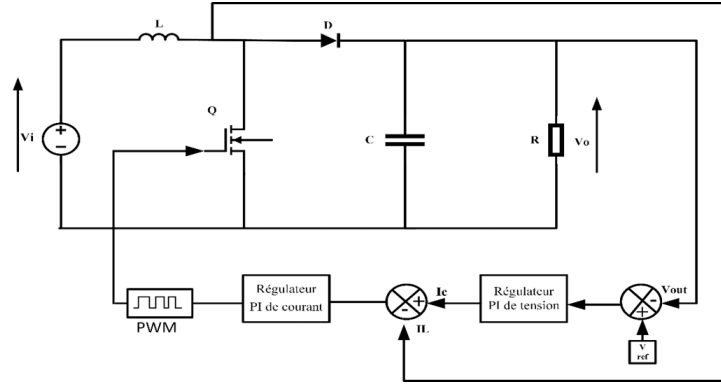


FIGURE III.7 – contrôle courant tension du Convertisseur boost monophasé.

III.2.1.3 Modèle basique basé sur une méthode algébrique

La représentation linéaire du convertisseur boost à une phase est la suivante :

$$L \frac{d\tilde{i}(t)}{dt} = \tilde{v}_{in}(t) + \tilde{d}(t) V_{out} - D' \tilde{v}_{out}(t) \quad (\text{III.4})$$

$$C \frac{d\tilde{v}_{out}(t)}{dt} = D' \tilde{i}(t) - \frac{\tilde{v}_{out}(t)}{R} - I \tilde{d}(t) \quad (\text{III.5})$$

Les équations, soumises à des conditions initiales nulles, se transforment via la méthode de Laplace en :

$$\begin{aligned} sL\tilde{i}(s) &= \tilde{v}_{in}(s) + \tilde{d}(s) V_{out} - D' \tilde{v}_{out}(s) \\ sC\tilde{v}_{out}(s) &= D' \tilde{i}(s) - \frac{\tilde{v}_{out}(s)}{R} - I \tilde{d}(s) \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

Afin de simplifier l'analyse, nous allons introduire l'approximation suivante :

$$i_L(s) = i_{co}(s) \quad (\text{III.7})$$

Maintenant, grâce à cette approximation, nous pouvons établir une corrélation entre le courant de commande et le rapport cyclique de la manière suivante :

$$\begin{aligned} sL\tilde{i}(s) &= \tilde{v}_{in}(s) + \tilde{d}(s)V_{out} - D'\tilde{v}_{out}(s) \\ \tilde{d}(s) &= \frac{sL\tilde{i}(s) - \tilde{v}_{in}(s) + D'\tilde{v}_{out}(s)}{V_{out}} \end{aligned} \quad (\text{III.8})$$

$$sC\tilde{v}_{out}(s) = D'\tilde{i}(s) - \frac{\tilde{v}_{out}(s)}{R} - I \frac{sL\tilde{i}(s) - \tilde{v}_{in}(s) + D'\tilde{v}_{out}(s)}{V_{out}} \quad (\text{III.9})$$

Les équations peuvent être appliquées à la conception d'un schéma représentant le modèle linéaire du convertisseur boost, établissant ainsi la relation entre ses entrées et sorties.

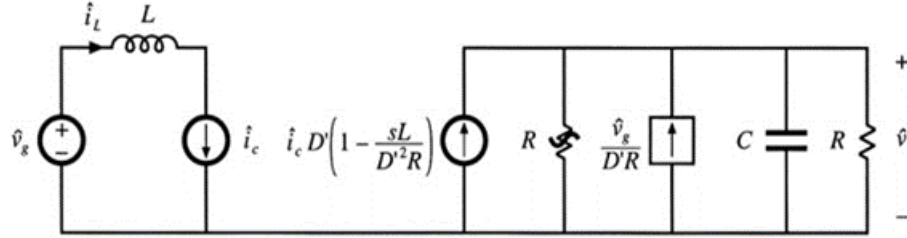


FIGURE III.8 – Schéma à double port pour la modélisation du convertisseur boost.

III.2.1.4 Fonction de transfert de la boucle de tension

La relation entre la tension de sortie et le courant de commande est décrite par la fonction de transfert suivante :

$$G_{vi} = \frac{\hat{v}_{out}}{\hat{i}_c} = \frac{D'R \left(1 - s \frac{L}{D'R}\right)}{2 \left(1 + s \frac{RC}{2}\right)} \quad (\text{III.10})$$

La relation entre le courant et le rapport cyclique d est exprimée par la fonction de transfert suivante :

$$G_{id} = \frac{\hat{i}_c}{\hat{d}} = \frac{2V_{out}}{D'R} \frac{\left(1 + s \frac{RC}{2}\right)}{\left(1 + s \frac{LC}{D'} + s \frac{L}{D'R}\right)} \quad (\text{III.11})$$

III.2.1.5 Résultats de simulation

Dans cette section, nous allons procéder à la simulation du modèle en boucle fermée du convertisseur. Les caractéristiques du convertisseur Boost monophasé sont les suivantes :

Les Figures (III.10) et (III.11) illustrent, respectivement, la réponse fréquentielle de la fonction de transfert de la chaîne directe $Z_i = G_{id} \cdot G_{ic}$ avec et sans régulateur. Il

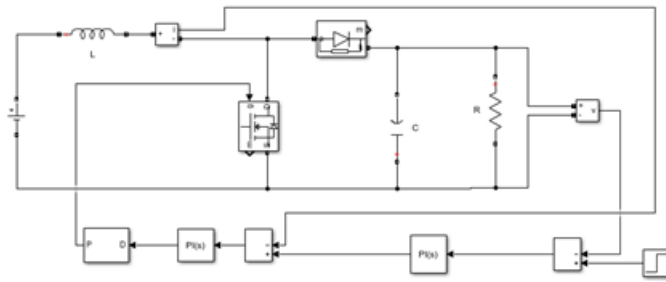


FIGURE III.9 – Schéma bloc du Convertisseur boost en boucle fermée tension courant.

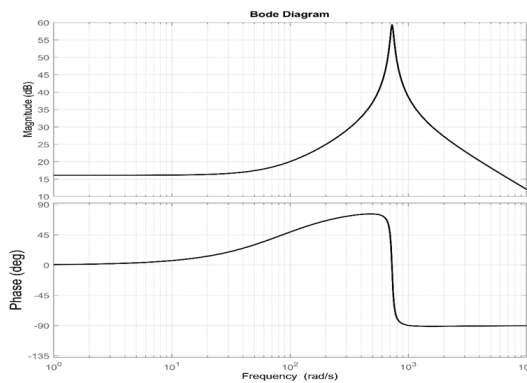


FIGURE III.10 – La caractéristique fréquentielle de la fonction de transfert sans régulation.

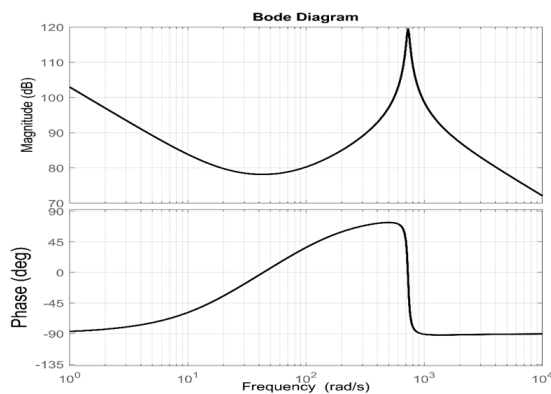


FIGURE III.11 – La réponse en fréquence de la fonction de transfert Z_i avec régulation.

est clairement observable que la fréquence a augmenté, ce qui garantira une marge de fréquence considérable, avec $Z_i \gg 1$ et une amélioration de la marge de phase. Cela assure la stabilité de notre système.

Les figures (III.12) et III.19)) illustrent respectivement la réponse en fréquence de la fonction de transfert K_i en boucle fermée du convertisseur Boost, avec et sans régulateur.

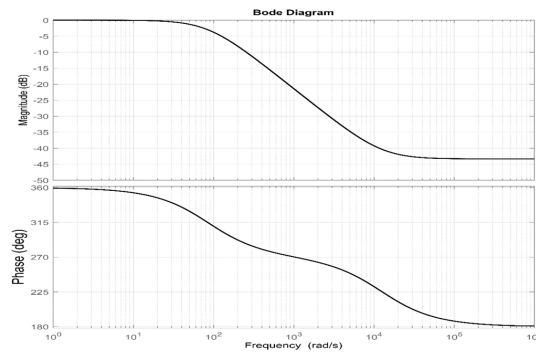


FIGURE III.12 – La caractéristique fréquentielle de la fonction de transfert sans régulation.

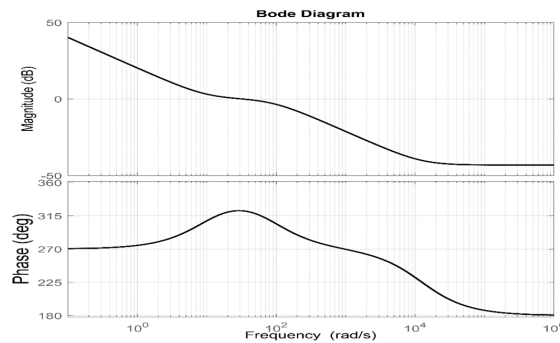


FIGURE III.13 – La réponse fréquentielle de la fonction de transfert K_i avec régulation.

On remarque que le gain de K_i est égal à 1 à la fréquence de 32 rad/s. Ainsi, la région où la fréquence est inférieure au contrôle de la sortie est considérée comme acceptable.

Pour garantir une marge de phase positive, nous allons utiliser un régulateur de type PI avec une fonction de transfert définie comme suit :

$$G(s) = \left(K_p + \frac{K_{si}}{s} \right) \quad (\text{III.12})$$

La figures (III.14) illustre respectivement la réponse de la tension de sortie et de courant d'inductance du convertisseur Boost à une seule phase. Il est observé que la tension de sortie suit avec précision la référence, présentant une bonne dynamique. Par ailleurs, le courant d'inductance atteint une valeur de 8 A, avec une ondulation de $\Delta I = 2.44A$

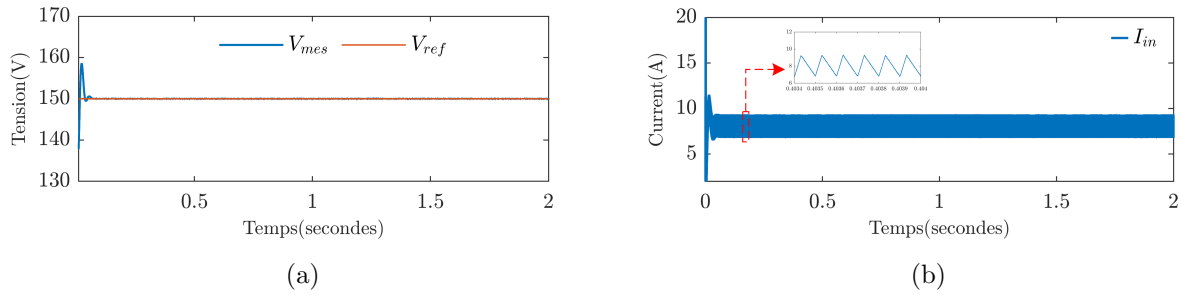


FIGURE III.14 – Résultats de la simulation d’un boost monophasé : (a) la tension de sortie (b) le courant d’inductance

III.3 Contrôle du convertisseur boost multiphasé

Les convertisseurs de puissance DC-DC à plusieurs phases entrelacées, tels que les convertisseurs Buck ou Boost, présentent une topologie où m convertisseurs de base sont connectés en parallèle avec un décalage de phase de $2\pi/m$. Cette approche permet d’améliorer l’efficacité, la stabilité et la gestion de la puissance dans les systèmes de conversion d’énergie. Dans cette section, nous approfondirons l’étude du contrôle des convertisseurs multiphasés. Nous nous concentrerons notamment sur un exemple concret : un convertisseur boost entrelacé à trois étages, comme illustré dans la Figure III.15. Dans des conditions idéales, les phases de ce type de convertisseur sont naturellement identiques, ce qui garantit un partage égal du courant entre les différentes phases, assurant ainsi un fonctionnement optimal.

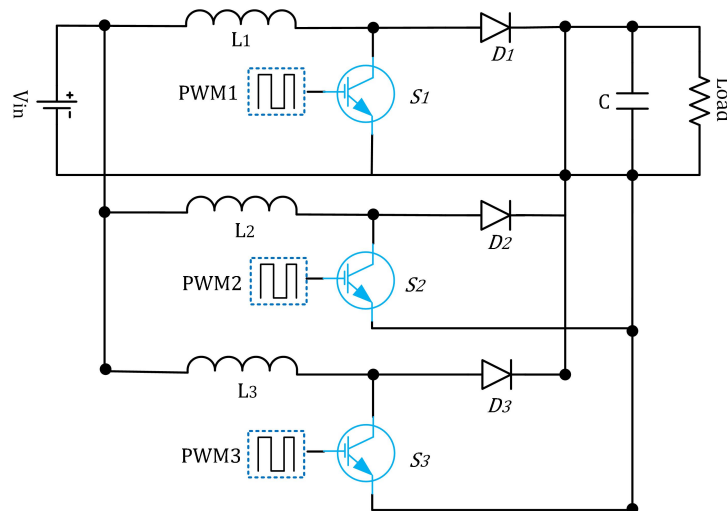


FIGURE III.15 – Convertisseur boost entrelacé à trois phases .

III.3.1 Contrôle du convertisseur boost a trois phases dans l'état normal

Étant donné que la tension d'entrée et le rapport cyclique D sont les mêmes, ainsi que les inductances sont identiques, ce qui signifie un partage de courant égal entre chaque phase, tous les modules sont identiques dans des conditions de fonctionnement idéales. Par conséquent, les fonctions de transfert du convertisseur à trois étages demeurent les mêmes qu'un convertisseur à une seule phase. De même, l'étude du comportement temporel et fréquentiel pour analyser le modèle du convertisseur développé reste inchangée. La configuration du réglage de notre convertisseur est présentée dans la Figure III.16, où il convient de noter que la technique de contrôle en mode de courant utilisé dans un convertisseur a une seule phase a été appliqué dans tous les phases de manière identique, bien que chaque phase soit déphasée de $2\pi/3$ par rapport aux autres. Des simulations approfondies

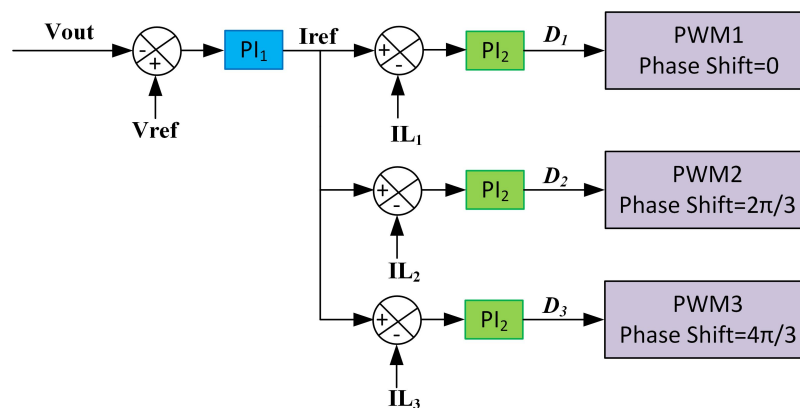


FIGURE III.16 – Le schéma de contrôle du convertisseur boost entrelacé.

ainsi qu'un essai expérimental ont été réalisés sur un convertisseur Boost à trois phases, en utilisant la méthode de contrôle en mode Peak Current Mode (PCM). Ces résultats fournissent des informations cruciales sur les performances et la robustesse de cette méthode de contrôle dans un contexte à plusieurs phases. La Figure III.17 illustre le comportement du convertisseur dans un état de fonctionnement sain, suite ces résultats de simulation, On observe que la tension de sortie convient parfaitement à la référence avec une dynamique satisfaisante, tandis que les courants (I_{L1} , I_{L2} , I_{L3}) présentent un déphasage de $2\pi/m$ entre eux. Une légère ondulation est perceptible sur le courant d'entrée, attribuable à l'effet d'entrelacement, tandis que le courant de sortie reproduit fidèlement la forme d'onde de la tension de sortie.

Suite à la validation des résultats de simulation, nous avons entrepris une série de tests expérimentaux pour confirmer la précision et la fiabilité des données obtenues. Cette

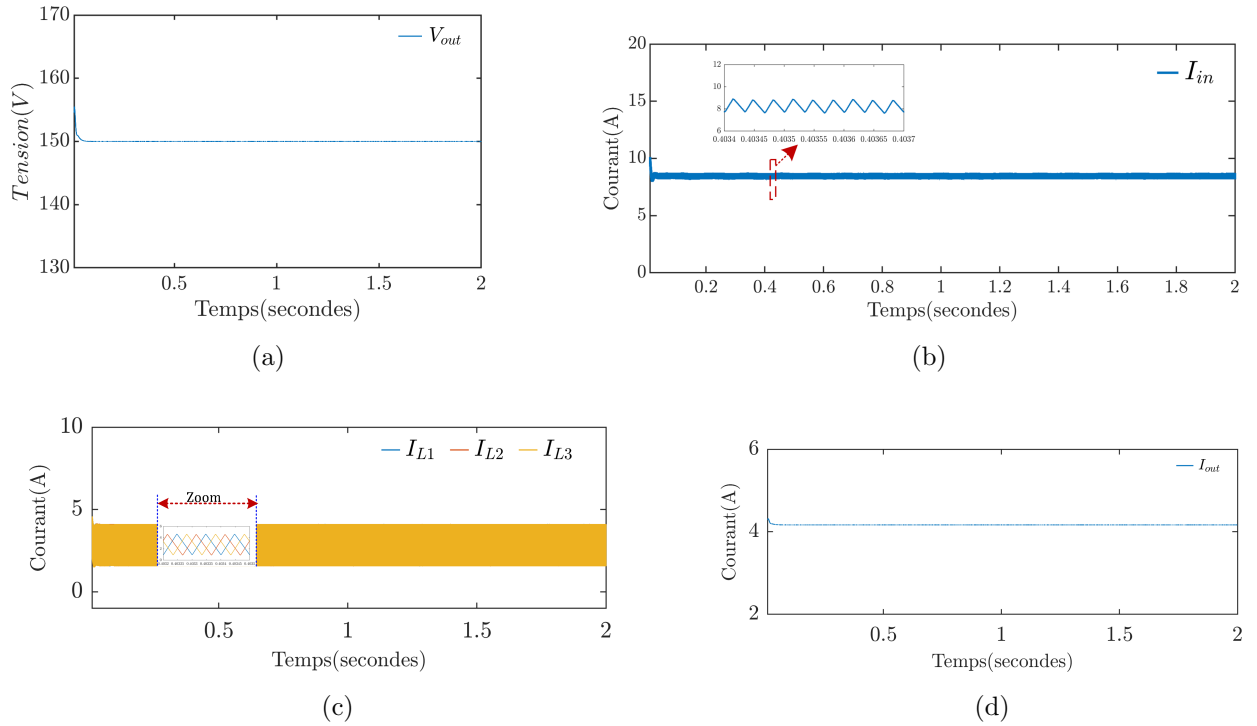


FIGURE III.17 – Résultats de la simulation dans le mode sain : (a) la tension de sortie (b) le courant d’entrée (c) trois courants d’inductance entrelacés (d) le courant de sortie.

étape cruciale nous permettra de vérifier la capacité du convertisseur Boost à trois phases à maintenir des performances cohérentes dans un environnement réel. En présentant ces résultats expérimentaux, nous cherchons à renforcer la validité de nos conclusions et à fournir une base solide pour l’application pratique de notre méthode de contrôle en mode PCM.

Les résultats expérimentaux en boucle fermée du convertisseur élévateur triphasé en mode de Conduction Continue (CCM) normal sont présentés dans la Figure (III.18). Il convient de noter que le contrôle adopté est basé sur le schéma illustré à la Figure (III.16). Conformément aux résultats de simulation, la tension de sortie est bien régulée et le partage de courant entre les phases est efficacement réalisé. De plus, une légère ondulation sur l’entrée peut être enregistrée. Le courant de sortie reflète la forme d’onde de la tension de sortie, ce qui est cohérent avec une charge résistive.

III.4 Contrôle du backstepping-supertwisting

Dans cette section, nous présentons la stratégie de commande globale employée pour la régulation d’un convertisseur boost DC-DC triphasé. Le système de commande est

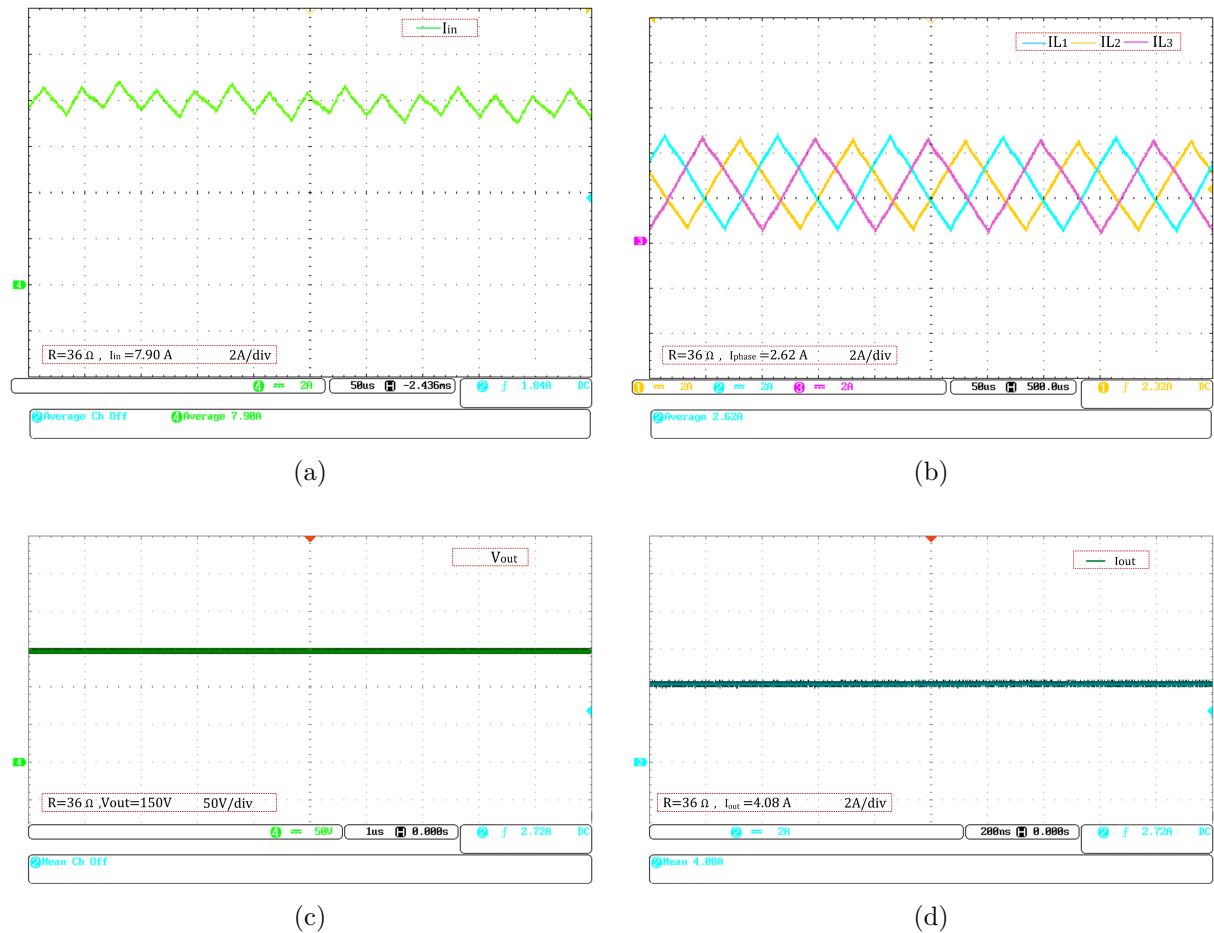


FIGURE III.18 – Résultats expérimentaux dans le mode sain d'un boost trois phases : (a) le courant d'entrée (b) trois courants d'inductance entrelacés (c) la tension de sortie (d) le courant de sortie.

organisé en deux boucles de régulation : une boucle externe pour la régulation de la tension de sortie et une boucle interne pour la régulation du courant.

La boucle externe, dédiée à la régulation de la tension de sortie V_{out} utilise une commande en mode glissant de second ordre, plus précisément une commande super-twisting. La boucle interne, responsable de la régulation du courant I_{L_m} pour chaque phase m du convertisseur, est basée sur une commande backstepping. Cette méthode permet d'assurer une convergence rapide et stable du courant vers la référence I_{ref} générée par la boucle de tension.

III.4.1 Équations d'état du convertisseur boost triphasé

Avant de développer les stratégies de commande, il est essentiel de modéliser le système à l'aide d'équations d'état. Pour un convertisseur boost triphasé, les équations d'état décrivent la dynamique du courant dans les inductances et de la tension de sortie.

$$\begin{cases} \frac{di_{L_m}}{dt} = -(1 - u_m) \frac{V_{out}}{L_m} + \frac{1}{L_m} V_{in} \\ \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C} \sum_{m=1}^3 i_{L_m} - \frac{1}{RC} V_{out} - \frac{1}{C} \sum_{m=1}^3 u_m i_{L_m} \end{cases} \quad (III.13)$$

III.4.2 Commande de la boucle de tension (Super-Twisting)

L'objectif principal de la boucle de tension est de maintenir V_{out} proche de la référence V_{ref} . La commande super-twisting est utilisée pour générer une référence de courant I_{ref} qui pilote la boucle de courant.

Erreur de Tension :

$$s = V_{out} - V_{ref} \quad (III.14)$$

La commande super-twisting est conçue pour forcer cette erreur $s(t)$ à se rapprocher de zéro de manière robuste. La loi de commande est donnée par :

$$I_{ref} = -k_1 |s|^{1/2} \text{sgn}(s) - k_2 \int \text{sgn}(s) dt \quad (III.15)$$

III.4.3 Commande de la boucle de courant (Backstepping)

La boucle de courant a pour rôle de suivre la référence de courant I_{ref} générée par la boucle de tension. Pour chaque phase m du convertisseur, le courant à travers l'inductance I_{L_m} est régulé en utilisant une commande backstepping. Cette méthode assure une bonne dynamique et une stabilité du système.

L'erreur de courant est définie comme :

$$z_m = I_{L_m} - I_{ref} \quad (III.16)$$

La dynamique de l'erreur de courant est modélisée par l'équation suivante :

$$\frac{dz_m}{dt} = \frac{V_{in} - (1 - u_m) V_{out}}{L_m} - \frac{dI_{ref}}{dt} \quad (III.17)$$

La commande backstepping est conçue à l'aide d'une fonction de Lyapunov pour garantir la stabilité du système. Pour stabiliser l'erreur z_{1m} la fonction de Lyapunov proposée est :

$$V_1(z_{1m}) = \frac{1}{2} z_{1m}^2 \quad (III.18)$$

La dérivée de cette fonction de Lyapunov par rapport au temps doit être négative pour assurer la stabilité du système :

$$\dot{V}_1(z_{1m}) = z_{1m} \dot{z}_{1m} \quad (\text{III.19})$$

En substituant la dynamique de l'erreur de courant $\frac{dz_{1m}}{dt}$ dans l'expression ci-dessus, nous avons :

$$\dot{V}_1(z_{1m}) = z_{1m} \left(\frac{V_{in} - (1 - u_m) V_{out}}{L_m} - \frac{dI_{ref}}{dt} \right) \quad (\text{III.20})$$

Pour garantir la stabilité de nous imposons :

$$\frac{dV}{dt} = -c_1 z_{1m}, (c_1 > 0) \quad (\text{III.21})$$

en choisissant une dynamique désirée de $\frac{dz_{1m}}{dt} = -c_1 z_{1m}$, ce qui donne la loi de commande backstepping suivante :

$$u_m = 1 - \frac{V_{in} - L_m \frac{dI_{ref}}{dt} + L_m c_1 z_{1m}}{V_{out}} \quad (\text{III.22})$$

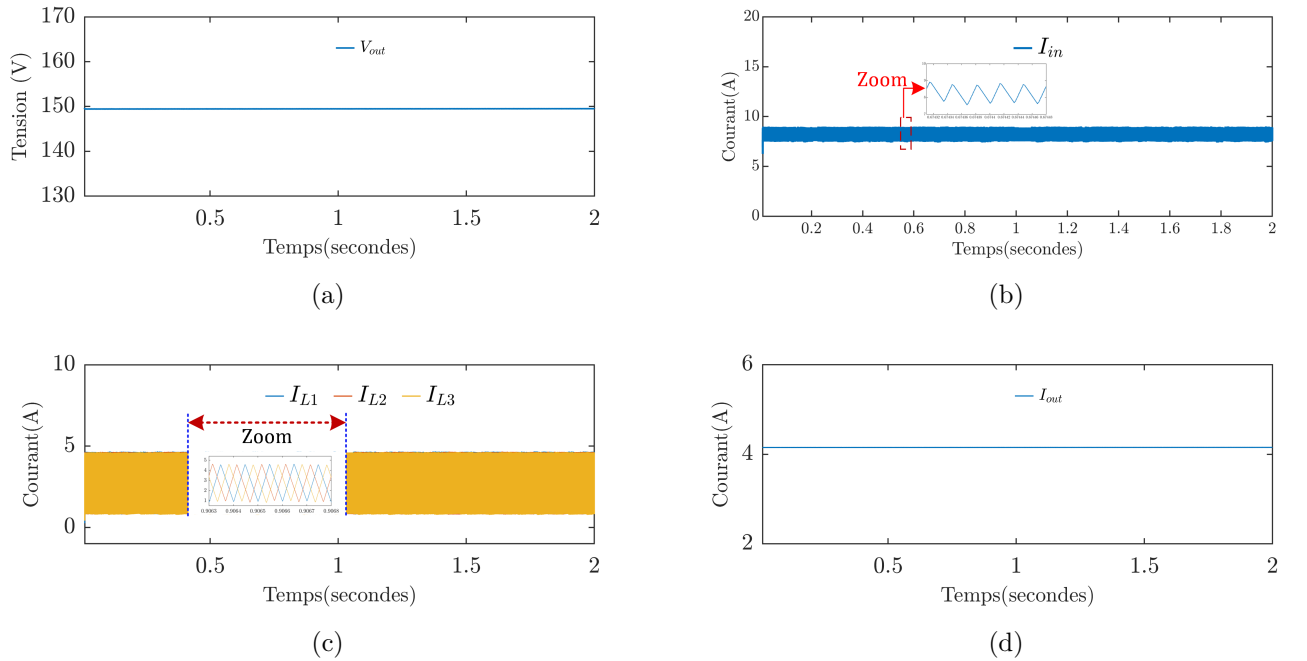


FIGURE III.19 – Résultats de simulation de la commande backstepping supertwisting (a) la tension de sortie (b) le courant d'entrée (c) trois courants d'inductance entrelacés (d) le courant de sortie.

Comme illustré dans la Figure III.19, les résultats de simulation montrent que la tension de sortie suit correctement la référence imposée, cependant une légère erreur d'environ

0,5V est observée. En ce qui concerne les courants de phase I_{L1} , I_{L2} et I_{L3} , ils présentent un déphasage de $2\pi/3$, confirmant le bon fonctionnement et le bon déphasage. Toutefois, il est à noter que le courant d'entrée affiche des ondulations relativement importantes par rapport au courant régulé par la commande CPM.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré les différentes stratégies de contrôle appliquées aux convertisseurs Boost monophasés et triphasés. Nous avons commencé par examiner les approches classiques, notamment le contrôle en mode tension et le contrôle en mode courant (Peak Current Mode). Ces méthodes ont été validées à travers des simulations et des tests expérimentaux, démontrant leur efficacité pour garantir la stabilité et la régulation de la tension et du courant.

Par la suite, nous avons introduit une commande non linéaire combinant le backstepping pour la régulation du courant et le super-twisting pour la régulation de la tension. Cette approche a permis d'améliorer la robustesse et la performance dynamique du système, notamment en termes de suivi de la référence et de suppression des perturbations.

Les méthodes de régulation proposées dans ce chapitre ont été mises en œuvre avec succès. Les résultats obtenus montrent que la régulation est parfaitement assurée dans toutes les configurations étudiées. Le contrôle en mode courant (Peak Current Mode) se distingue particulièrement en offrant de meilleurs résultats par rapport aux autres techniques de régulation

Chapitre IV

DIAGNOSTIC DES DÉFAUTS ET COMMANDE TOLÉRANTE AUX DÉFAUTS D'UN CONVERTISSEUR DC-DC BOOST MULTIPHASÉ

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous discuterons de manière générale les différents défauts qui peuvent survenir dans les convertisseurs DC-DC, tels que les défauts d'inductance, de capacité et d'interrupteur. Après cette vue d'ensemble, nous concentrons sur les défauts d'interrupteur, en examinant plus en détail leurs caractéristiques spécifiques et leur impact sur le fonctionnement des convertisseurs DC-DC. Ensuite, nous intéresserons aux différentes méthodes de détection des défauts d'interrupteur développées dans la littérature. En outre, deux méthodes vont être proposées pour identifier et isoler efficacement les défauts, en particulier les défauts en circuit ouvert ou open circuit fault (OCF), dans les convertisseurs DC-DC multi phasée. La première méthode présentée repose sur une approche pour la détection des défauts de commutation OCF dans un convertisseur boost entrelacé. La technique de calcul de sélection harmonique ou harmonic selection calculation (HSC) exploite les propriétés du contenu harmonique du courant d'entrée. Une validation rigoureuse, à la fois par simulation et expérimentation sur un convertisseur boost DC-DC à trois phases, a permis de démontrer l'efficacité et la praticité de cette approche dans des conditions réelles d'utilisation. L'autre approche propose une technique basée sur l'observateur. L'idée principale dépend de l'utilisation d'un modèle spécifique du convertisseur, permettant la conception d'un observateur adapté à la détection et à l'identification des OCF. Cette technique a été évaluée avec succès par simulation sur des convertisseurs boost DC-DC à trois et cinq phases.

IV.2 Défauts des convertisseurs DC-DC

La fiabilité des convertisseurs DC-DC d'une importance essentielle, car la défaillance d'un seul composant peut entraîner un dysfonctionnement de l'ensemble du système. Dans les applications critiques telles que l'industrie médicale et les systèmes de freinage électrique, il est impératif que les convertisseurs DC-DC maintiennent un fonctionnement continu, même en cas de défaut. La perte de la tension de sortie d'un convertisseur peut avoir de graves conséquences dans l'industrie médicale [42], tandis qu'une défaillance d'un système de freinage électrique peut compromettre la sécurité du véhicule [43].

Les convertisseurs DC-DC sont sensibles à divers types de défauts, notamment les défauts d'inductance, de capacité et de commutation. Les principaux composants susceptibles de tomber en défaut dans les convertisseurs DC-DC sont les commutateurs à semi-

conducteurs, les inducteurs et les condensateurs électrolytiques en aluminium. Notamment, les défauts de soudure et de semi-conducteurs représentent plus de 34% des défauts et dysfonctionnements observés [44] [45], tandis que les condensateurs électrolytiques en aluminium contribuent à 50 % des cas [46]. Ces composants sont soumis à diverses contraintes thermiques, électriques et physiques, ce qui accélère leur dégradation et diminue la durée de vie globale des convertisseurs.

Le développement et l'intégration d'algorithmes de diagnostic rapide des défauts ainsi que de stratégies de tolérance aux défauts (FTC) sont essentiels pour améliorer la fiabilité des convertisseurs DC-DC. Ces approches permettent une détection et une identification rapides des défauts, garantissant ainsi la sécurité et le fonctionnement ininterrompu des systèmes. Elles préviennent les défauts catastrophiques et permettent des actions de maintenance préventive en temps opportun.

IV.2.1 Défaut de l'inductance

La dégradation de l'inducteur peut provenir de divers facteurs tels que les contraintes thermiques qui endommagent les enroulements et les matériaux du noyau magnétique, diminuant ainsi leurs propriétés inductives. Les courants élevés et les surcharges peuvent saturer le noyau magnétique, entraînant des pertes accrues et contribuant à une dégradation thermique supplémentaire. De plus, les vibrations mécaniques, couramment rencontrées dans les environnements industriels, peuvent provoquer des fissures ou des dommages physiques aux enroulements ou au noyau de l'inducteur, affectant ainsi négativement leurs performances. Ces mécanismes de dégradation peuvent altérer les caractéristiques inductives et aboutir à des dysfonctionnements au sein des convertisseurs.

Les indications de dégradation de l'inducteur englobent une escalade de la résistance série équivalente (ESR), des altérations de la valeur inductive et une saturation du noyau. Des niveaux ESR élevés peuvent entraîner des pertes accrues, réduisant ainsi le rendement global du convertisseur. Les variations d'inductance peuvent provoquer des fluctuations indésirables de la tension de sortie, mettant en danger la stabilité du système. La saturation du noyau diminue l'inductance effective, perturbant le fonctionnement normal du convertisseur [47]. Ces facteurs de dégradation peuvent entraîner une augmentation de l'échauffement, augmentant le risque de défaillances et de défauts du système.

Pour diagnostiquer la dégradation des inducteurs, une multitude de méthodes sont disponibles. L'analyse de la signature thermique est une méthode permettant de détecter

les premiers signes de surchauffe et de dégradation thermique. Les mesures ESR servent à identifier les inducteurs dégradés grâce à la surveillance des changements de résistance. Les inspections visuelles et les tests électriques peuvent détecter les dommages physiques ou les changements de performances [48]. L'utilisation de ces techniques de diagnostic permet d'éviter les défauts et d'optimiser la maintenance des convertisseurs DC-DC, garantissant ainsi des performances fiables et durables.

IV.2.2 Défaut des condensateurs

Les défaillances de capacité sont des problèmes courants dans les convertisseurs DC-DC, pouvant entraîner des courts-circuits, des circuits ouverts, des ondulations de tension et de courant accrues, et une diminution du rendement. Ces défaillances peuvent survenir dans différents types de condensateurs utilisés dans les convertisseurs DC-DC, tels que les condensateurs électrolytiques, les condensateurs à film et les condensateurs céramiques.

Ces condensateurs varient en fonction de leur composition et de leurs caractéristiques. Les condensateurs céramiques et électrolytiques sont particulièrement prisés dans les convertisseurs DC-DC en raison de leur rendement volumétrique élevé, de leur large gamme de capacités et de tensions, ainsi que de leur coût relativement faible [49]-[51].

Cependant, ces condensateurs sont sujets à diverses formes de défaillance. Les principales causes incluent le vieillissement électrochimique, qui affecte surtout les condensateurs électrolytiques en raison de l'évaporation de l'électrolyte, la surcharge de tension qui peut endommager le diélectrique, et les températures élevées qui accélèrent le vieillissement et réduisent la durée de vie des condensateurs. Les ondulations de courant élevées peuvent également provoquer des échauffements internes, conduisant à des défaillances.

La dégradation des condensateurs peut avoir des impacts significatifs sur le fonctionnement des convertisseurs DC-DC. Une perte de capacité peut entraîner une instabilité de la tension de sortie, augmenter les ondulations et le bruit, et provoquer une surchauffe des composants, réduisant ainsi la fiabilité et la durée de vie du convertisseur.

Plusieurs travaux ont abordé ces problèmes et proposé des solutions pour améliorer la durabilité et les performances des condensateurs dans les convertisseurs DC-DC. Les travaux présentés dans les articles [52] et [53] se concentrent sur la dégradation des condensateurs électrolytiques dans les convertisseurs DC-DC en utilisant la méthode de Monte Carlo. Les auteurs dans [52] développent un modèle thermique pour analyser l'effet des courants d'ondulation sur la température et la dégradation des condensateurs, et évalue

l'impact de cette dégradation sur les performances du convertisseur. Cette approche permet de mieux comprendre les effets de la dégradation et de proposer des solutions pour améliorer la fiabilité des systèmes. En revanche, dans [53] la méthode de Monte Carlo est utilisée pour prédire la dégradation des condensateurs en combinant des modèles physiques et des modèles de physique de la défaillance. Il intègre des résultats expérimentaux pour affiner les prédictions et améliorer la précision du modèle.

L'article [54] propose une stratégie robuste de détection de défauts et de contrôle pour les convertisseurs boost entrelacé triphasés. En combinant un contrôleur H_∞ pour maintenir la performance du système et la méthode STLSP (Short Time Least Square Prony's) pour une estimation en ligne de l'ESR, cette solution permet de détecter et de gérer efficacement les défaillances des condensateurs électrolytiques, garantissant ainsi la fiabilité et la stabilité du système. Les tests expérimentaux confirment l'efficacité de cette stratégie, démontrant sa capacité à maintenir la performance du convertisseur même en présence de défaillances des condensateurs.

IV.2.3 Défaut des interrupteurs

Les interrupteurs à semi-conducteurs, tels que les MOSFETs et les IGBTs, sont des composants cruciaux dans les convertisseurs DC-DC et sont particulièrement sensibles aux défauts. Ces défauts peuvent être classés en deux types principaux : les défauts de circuit ouvert (OCF) et les défauts de court-circuit (SCF). Récemment, plusieurs études se sont concentrées sur le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des convertisseurs DC-DC entrelacés afin d'éviter les dommages, de réduire les pertes de production et d'assurer la continuité du service.

IV.2.3.1 Défaut de circuit ouvert (OCF)

L'OCF se produit en raison d'une défaillance du conducteur, qui à son tour déloge les fils de liaison pendant le cycle thermique, par une rupture induite par le SCF ou par le vieillissement [55]-[63]. L'OCF ne crée pas de problème grave pour les composants de base d'un convertisseur qui reste sain et le transfert d'énergie à la charge s'effectue couramment même dans un état dégradé. Néanmoins, si ces défauts sont maintenus pendant une longue période, le convertisseur peut subir des dommages supplémentaires et, dans la plupart des cas, il s'arrête complètement. Il est donc recommandé d'identifier et de détecter ces défaillances afin d'éviter tout dommage supplémentaire dans les convertisseurs de

puissance.

IV.2.3.2 Défaut de court-circuit (SCF)

Le défaut de court-circuit ou short-circuit fault (SCF) se produit en raison d'une défaillance intrinsèque (causée par un stress d'avalanche/une surtension ou un dépassement de température) ou d'un mauvais pilotage de porte (causé par un dysfonctionnement du circuit de pilotage ou une défaillance de l'alimentation auxiliaire). Les SCF, qui sont des défauts très graves dans le convertisseur et qui peuvent causer d'autres dommages à d'autres composants dans le circuit du convertisseur, doivent être isolés avec précaution et rapidement [64]-[66]. Actuellement, la protection SCF est un segment intégré pratique de base dans le circuit de commande de grille [67] [68], mais son coût est élevé et elle est fréquemment utilisée dans les applications de convertisseurs de grande puissance. De nombreux algorithmes de diagnostic des défaillances rejettent fondamentalement les capacités de diagnostic du SCF. Plusieurs arguments sont avancés pour justifier le fait de ne pas examiner les défauts SCF dans le diagnostic des défauts de commutation :

- Une réaction rapide de la structure de contrôle est nécessaire pour les défauts SCF afin que les défauts se séparent et empêchent une destruction supplémentaire du convertisseur.
- Les défauts SCF sont souvent accompagnés de défauts OCF, Par conséquent, des actions distinctes sont menées par le biais du matériel.

IV.2.3.3 Algorithmes de diagnostic des défauts appliqués sur les convertisseurs DC-DC

Diverses techniques d'analyse ont été proposées pour la détection de défauts (DF) pour les convertisseurs de puissance, le schéma de classification simplifié est illustré à la figure IV.1

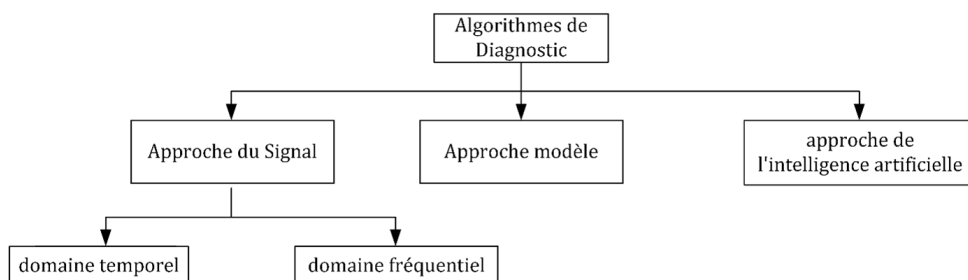


FIGURE IV.1 – classification des algorithmes de diagnostic des défauts.

IV.2.3.3.1 Techniques de diagnostic des défauts basées sur un modèle : L'approche par modèle nécessite la connaissance des paramètres du circuit et des signaux d'entrée. Dans la littérature, on trouve deux types d'approches de modèles de diagnostic, à savoir les modèles en boucle ouverte et les modèles en boucle fermée. Les modèles de diagnostic en boucle ouverte utilisent les équations du circuit et comparent la variable estimée à la variable réelle. Par exemple, les auteurs de travaux antérieurs [69]-[72] utilisent la dérivée du courant du circuit intermédiaire ou du courant inducteur par rapport à une variable estimée pour détecter le défaut dans les interrupteurs. Dans [73], le modèle de courant d'inductance prédit est comparé au courant d'inductance mesuré pour calculer l'erreur. Le défaut est détecté lorsque l'erreur est supérieure au seuil estimé. Une technique de mesure d'inductance série équivalente (ESL) et de résistance série équivalente (ESR) pour les condensateurs est présentée dans [74]. Cependant, ces techniques souffrent du problème de robustesse en raison des changements de paramètres ou/et des bruits de signal. Pour ces raisons, certains chercheurs ont développé un modèle de diagnostic en boucle fermée basé exclusivement sur des observateurs. Des observateurs linéaires sont présentés sur la base d'un modèle linéaire d'un convertisseur entrelacé pour générer un vecteur résiduel évaluant le défaut de commutation. Pour éviter le problème de la non-linéarité, un observateur non linéaire robuste est proposé dans [75] [76] où le FD est basé sur un seuil adaptatif. Comme alternative au modèle de convertisseur, d'autres modèles peuvent être utilisés, tels que le modèle PV dans [77] ou le comportement dynamique de la diode comme indicateur de défaut dans [78] [79].

Les techniques de diagnostic des défauts basées sur un modèle mentionnées ci-dessus nécessitent un modèle précis et peuvent exiger un effort de calcul important. En outre, ces modèles ne sont valables que pour un seul mode de fonctionnement. Dans le cas d'un changement de mode de fonctionnement du mode CCM au mode DCM, la méthode du modèle de diagnostic est inutile. Par exemple, les observateurs ne peuvent pas être appliqués dans les deux modes de fonctionnement (CCM et DCM).

IV.2.3.3.2 Techniques de diagnostic des défauts basées sur le traitement du signal : Les techniques de diagnostic basées sur les signaux peuvent constituer une alternative intéressante aux approches de diagnostic basées sur des modèles, car elles nécessitent moins de calculs, peuvent être appliquées à différentes topologies et utilisent généralement les variables de mesure disponibles pour identifier des signatures de défauts spécifiques [79]. En outre la mise en œuvre d'algorithmes de diagnostic des défauts de

traitement du signal est assez simple et il n'est pas nécessaire d'avoir une connaissance préalable des paramètres du convertisseur.

Les algorithmes de traitement du signal peuvent être classés en deux types : le domaine fréquentiel [80]-[87] et l'analyse du domaine temporel [88] [89]

1. Algorithmes de traitement du signal basés sur le domaine temporel

Ces algorithmes effectuent un examen des variables dans le domaine temporel sélectionné à des fins de diagnostic. Ces examens peuvent dépendre de différentes méthodologies, notamment l'analyse des tendances, l'analyse de l'ampleur, les moments statistiques, l'évaluation des valeurs moyennes, l'évaluation des limites, etc.

Sur la base de l'examen du domaine temporel, des algorithmes de diagnostic de défauts définis sont développés pour répondre aux exigences très particulières de quelques topologies de convertisseurs.

L'analyse en domaine temporel dans les algorithmes de diagnostic de défauts se distingue principalement par les méthodologies employées et les variables de diagnostic choisies pour identifier les signatures de défaut appropriées. Pour la prise de décision, l'exigence de seuils repose également sur la construction d'algorithmes de diagnostic.

Lors du choix des variables diagnostiques, les chercheurs choisissent des variables diagnostiques qui satisfont aux conditions suivantes :

- Les exigences supplémentaires en matière de capteurs sont éliminées ou au moins minimisées.
- Grâce aux variables de diagnostic, de nombreuses signatures de défauts sont mises en œuvre pour une reconnaissance appropriée de composants défectueux ou de modes de défaut définis.

Dans [90], l'approche vectorielle de Park normalisée absolue est utilisée pour détecter l'OCF pour les convertisseurs dos à dos d'éoliennes à double alimentation. La phase défectueuse est localisée en surveillant la valeur moyenne du courant normalisé, Dans [91], des convertisseurs à pont actif double sont étudiés et des stratégies de détection de défauts, basées sur le courant du transformateur, et de détection de localisation de défauts, basées sur la chute de tension aux bornes des commutateurs, ont été définies. La corrélation entre les courants moyens d'entrée et de sortie dans les hacheurs élévateurs sert d'autre indicateur efficace pour détecter les défauts de circuit ouvert des interrupteurs/diodes [92]. La référence [93] démontre l'utilisa-

tion de la pente du courant d'inductance, mise en œuvre sur un réseau de portes programmables par l'utilisateur (FPGA), comme critère de détection de défauts. Les recherches menées dans [81], [66] se concentrent sur le diagnostic des défauts dans les convertisseurs dos-à-dos au sein d'un système de générateur à induction à double alimentation (DFIG). La méthode de diagnostic en temps réel basée sur la technologie FPGA, telle que décrite dans [81], réduit considérablement le temps entre l'apparition d'un défaut et le diagnostic. De plus, [66] propose d'utiliser la valeur moyenne des signaux de courant triphasé comme entrée pour une méthode de diagnostic anti-fausse alarme, permettant la détection d'un ou deux défauts d'interrupteur ouvert dans des délais courts.

2. Algorithmes de traitement du signal basés sur le domaine fréquentiel

Les algorithmes gérant les techniques de traitement du signal pour le diagnostic des défauts dans le domaine fréquentiel ne reçoivent pas beaucoup d'attention par rapport aux techniques de traitement du signal basées sur le domaine temporel, pour l'amélioration de la fiabilité des convertisseurs DC-DC. Un grand nombre d'ensembles d'apprentissage et de lourds efforts de calcul sont nécessaires pour détecter les défauts de commutation qui constituent une difficulté dans la mise en œuvre de tels algorithmes.

Le traitement du signal dans le domaine fréquentiel a été exploré pour extraire les caractéristiques des défauts dans [94] [95]. Dans [96], une méthode de diagnostic basée sur les modes de commutation qui s'appuient sur les informations de fréquence provenant des mesures électromagnétiques est utilisée pour détecter les défauts de circuit ouvert (OCF) et les défauts de court-circuit (SCF) dans les convertisseurs en pont complet à déphasage. L'analyse spectrale des mesures de tension et de courant permet le diagnostic des défauts en circuit ouvert et déséquilibrés dans les convertisseurs électroniques de puissance, y compris les redresseurs triphasés, les hacheurs élévateurs et les onduleurs monophasés [97]. La composante continue des mesures de courant et de tension, ainsi que leurs analyses spectrales, servent d'indices de diagnostic pour la détection de l'OCF dans les convertisseurs électroniques de puissance.

IV.2.3.3.3 Techniques de diagnostic des défauts basées sur l'intelligence artificielle Il existe de nombreuses techniques de diagnostic des défauts qui utilisent des méthodes statistiques, telles que les réseaux neuronaux [98], la logique floue [99], l'analyse

par ondelettes [100], les techniques basées sur l'optimisation [101], etc. Dans les techniques basées sur l'intelligence artificielle, une opération statistique est effectuée sur les signaux mesurés, ou un réseau neuronal est entraîné à l'aide des mesures pour extraire les caractéristiques du défaut.

Dans le système d'entraînement à onduleur multiniveau, qui a été étudié sous OCF et SCF, un réseau neuronal est développé pour mettre en œuvre le diagnostic des défauts [102] [103]. La mesure de la tension de sortie est utilisée comme données d'apprentissage [103]. Dans [104], un réseau neuronal flou basé sur un DSP est développé pour le diagnostic des défauts, la détermination de l'emplacement de la phase ouverte et la commande tolérante d'un système d'entraînement de moteur synchrone à aimant permanent à six phases. Dans [105], les tensions ligne à ligne de sortie mesurées sont utilisées comme signature d'entrée dans le module à base de données du réseau bayésien, pour détecter l'OCF. Les techniques basées sur l'intelligence artificielle peuvent extraire efficacement des informations sur les défauts ; cependant, elles nécessitent une grande base de données de mesures pour former le module de diagnostic, et sont donc considérées comme des techniques de réponse lente à forte capacité de calcul.

IV.3 Fonctionnement du convertisseur boost multiphasé en cas de défaut de OCF

Un OCF (Open Circuit Fault) dans le convertisseur boost DC-DC entrelacé se produit lorsque l'un des commutateurs contrôlés (généralement le MOSFET ou l'IGBT) reste toujours ouvert pendant une période de commutation. Pendant un OCF, aucun courant ne circule à travers le commutateur concerné, ce qui entraîne une diminution du courant jusqu'à ce qu'il atteigne zéro, laissant le convertisseur avec $m - 1$ phases dans lesquelles le décalage entre les phases saines restantes n'est pas symétrique. Par conséquent, cela entraîne une augmentation de l'ondulation sur le courant d'entrée.

La Figure (IV.2) présente le comportement des variables du convertisseur boost triphasé (FigIII.15), sur lequel nous avons travaillé, en présence d'un OCF (Open Circuit Fault). À $t = 1$ s, un OCF est introduit dans le commutateur S_2 . On observe clairement que le courant dans l'inductance de la deuxième phase diminue progressivement jusqu'à atteindre zéro. De plus, une ondulation croissante est observée sur le courant d'entrée. Parallèlement, la tension de sortie chute temporairement avant de revenir rapidement à sa valeur de référence. De même, le courant de sortie présente une chute lors de l'apparition

de l'OCF, suivi d'un retour rapide à sa valeur initiale. Cette récupération rapide tant de la tension de sortie que du courant de sortie témoigne de la robustesse de notre méthode de contrôle.

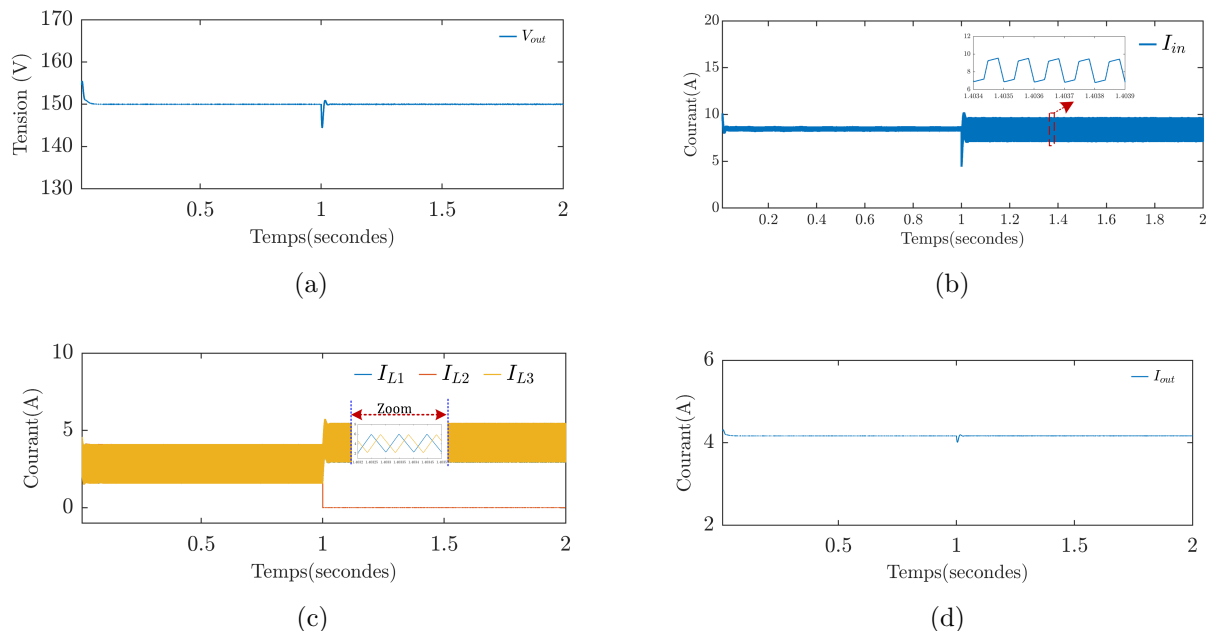


FIGURE IV.2 – Résultats de la simulation dans le mode OCF de (a) la tension de sortie (b) le courant d'entrée (c) trois courants d'inductance entrelacés (d) le courant de sortie.

Pour valider ces résultats de simulation dans un environnement réel, des tests expérimentaux ont été réalisés pour évaluer le fonctionnement du convertisseur en cas de défaillance et garantir la robustesse de notre contrôle. Une défaillance OCF a été appliquée au commutateur 3.

La Figure (IV.3) illustre le comportement expérimental en boucle fermée du convertisseur triphasé sous un OCF sur le commutateur S_3 . Comme prévu, la tension de sortie reste à sa valeur de référence et le courant de la troisième inductance devient nul.

De plus, les autres courants d'inductance ont augmenté pour compenser la phase défaillante. De plus, on observe une augmentation de l'ondulation sur le courant d'entrée en raison de la défaillance OCF.

IV.4 calcul de sélection harmonique (HSC)

Dans cette partie, nous allons présenter une nouvelle méthode de diagnostic d'un défaut OCF basée sur la sélection des harmoniques impactant le défaut. Cette technique est

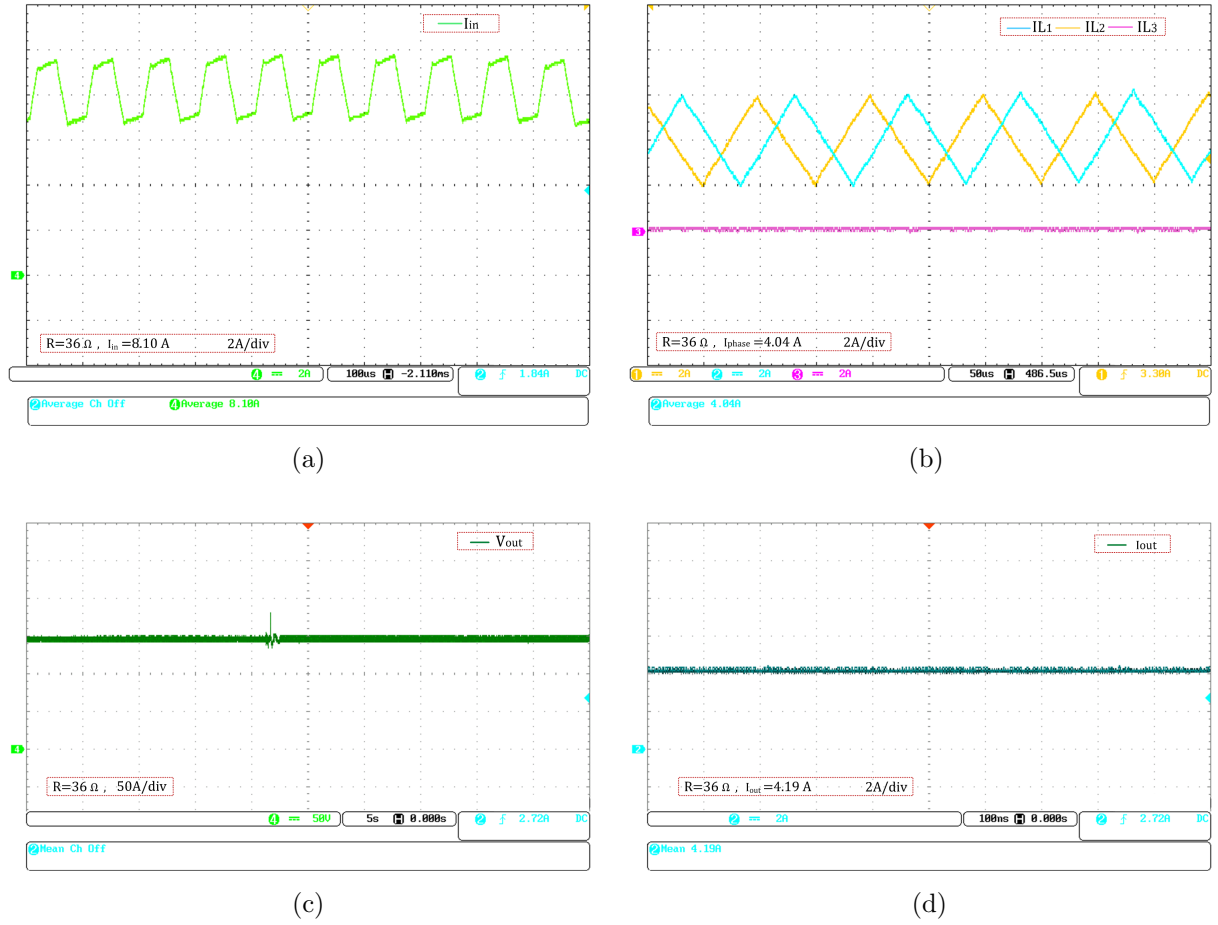


FIGURE IV.3 – Résultats expérimentaux avec un OCF dans le commutateur S3 : (A) courant d'entrée, (B) trois courants d'inductance entrelacés, (C) tension de sortie, (D) courant de sortie..

appelée harmonic selection calculation (HSC).

IV.4.1 Analyse du contenu harmonique du courant d'entrée du convertisseur élévateur entrelacé sous différentes situations

IV.4.1.1 Contenu harmonique du courant d'entrée

Une expansion en série de Fourier est employé pour décrire les ondulations du courant d'entrée en termes d'harmoniques. Considérons maintenant le courant inducteur de chaque phase comme suit :

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{\Delta i_L}{dT_s} t + I_{\min}, & 0 \leq t \leq dT_s \\ \frac{-\Delta i_L}{(1-d)T_s} (t - T_s) + I_{\min}, & dT_s \leq t \leq T_s \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où T_s est la période de commutation et Δi_L et I_{\min} sont illustrés sur la Figure IV.4

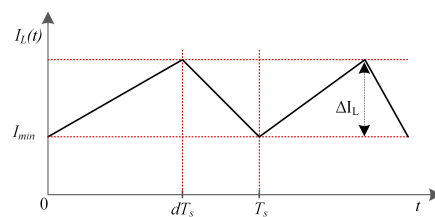


FIGURE IV.4 – Forme d'onde du courant d'inductance.

La série de Fourier est donnée par :

$$i_L(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(n\omega t) + b_n \cdot \sin(n\omega t)) \quad (\text{IV.2})$$

Où :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i_L(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \quad (\text{IV.3})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i_L(t) \cdot \sin(n\omega t) dt \quad (\text{IV.4})$$

Par conséquent, l'amplitude et la phase de la composante harmonique sélectionnée sont déterminées par les équations suivantes :

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (\text{IV.5})$$

$$\zeta_n = \arctan\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \quad (\text{IV.6})$$

Les coefficients a_n et b_n peuvent être obtenus comme :

$$a_0 = 2I_{\min} \quad (\text{IV.7})$$

$$a_n = \frac{1}{d(1-d)} \frac{1}{n^2} \frac{\Delta I}{2\pi^2} (\cos(2n\pi d) - 1), n \geq 1 \quad (\text{IV.8})$$

$$b_n = \frac{1}{d(1-d)} \frac{1}{n^2} \frac{\Delta I}{2\pi^2} \sin(2n\pi d), n \geq 1 \text{ (IV.9)}$$

L'amplitude et la phase des composantes de la n_{th} harmonique sont :

$$A_n = \frac{1}{n^2} \frac{1}{\pi^2} \frac{V_{in}}{L f_s} \frac{1}{1-d} \sin(n\pi d), n \geq 1 \text{ (IV.10)}$$

$$\zeta_n = n\pi d + \frac{\pi}{2} \text{ (IV.11)}$$

Comme les courants inducteurs pour chaque phase sont identiques, la description de Fourier est la même avec un déphasage de $2\pi/m$. Par conséquent, l'expression de l'ondulation du courant inducteur peut s'écrire comme suit :

$$\Delta i_{Lm} = \sum_{n=1}^{\infty} A_{nm} \cdot e^{j(\zeta_{nm} + n\phi_m)} \text{ (IV.12)}$$

Où A_{nm} et ϕ_{nm} représentent respectivement la phase et l'amplitude des nièmes composantes harmoniques pour la phase m . En résumant l'ondulation du courant d'inductance de chaque phase de courant, l'ondulation totale du courant d'entrée Δi_{in} peut s'écrire sous la forme :

$$\Delta i_{in} = \sum_{m=1}^3 \Delta i_{Lm} \text{ (IV.13)}$$

Il est essentiel d'étudier les harmoniques des ondulations du courant d'entrée sous différents modes dans des conditions saines, pour anticiper le changement qui pourrait survenir sur le spectre en cas de défaut du commutateur OCF. Par conséquent, nous nous concentrerons sur les harmoniques de premier, deuxième, troisième et quatrième ordre du courant d'entrée.

IV.4.1.2 Analyse spectrale du courant d'entrée dans différentes situations

IV.4.1.2.1 Mode de conduction continue (CCM) Comme les courants d'inductance sont décalés de $2\pi/m$, l'harmonique du premier ordre de ces courants sera également décalé de $2\pi/m$. La somme de ces premières harmoniques sera donc nulle théoriquement [106]. La Figure IV.5 montre le spectre du courant d'entrée en bon état fonctionnant en CCM pour une fréquence de commutation de 10 kHz.

Dans un cas de CCM sain et en raison de l'effet d'entrelacement, le fondamental est faible (0.15%) (Fig IV.5). Le courant ayant une forme triangulaire symétrique, les harmoniques paires sont absentes. Les harmoniques impaires d'ordre inférieur sont dominantes (la troisième harmonique représente environ 3% du terme DC). De plus, le changement de charge n'affectera pas la forme du spectre.

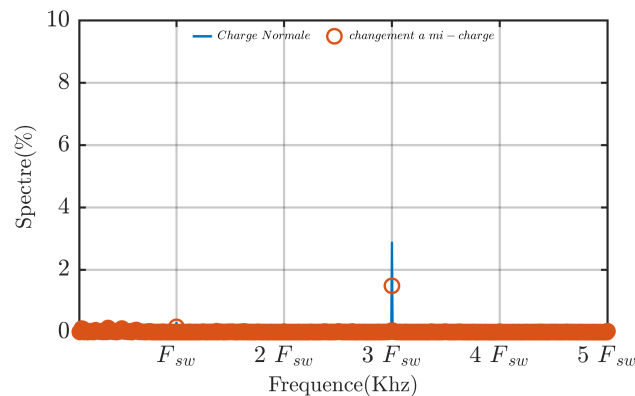


FIGURE IV.5 – Spectre de courant d'entrée en mode sain CCM.

IV.4.1.2.2 Mode de conduction discontinue (DCM) Le mode de conduction discontinue (DCM) ou le mode de conduction limite (BCM) inclut l'état de courant nul comme troisième état pendant une période de commutation. Cela dépend de nombreux paramètres tels que la charge, la fréquence de commutation, l'inductance et le rapport cyclique. Cependant, dans l'application réelle, le paramètre le plus important pouvant provoquer le mode DCM est la charge. Notez que travailler en mode DCM entraînera une dépendance à la tension de charge et augmentera les ondulations de courant, mais cela peut être préférable dans certaines applications [107]. Par conséquent, il est crucial d'étudier les harmoniques du courant d'entrée en mode DCM en mode sain pour prédire le changement qui pourraient se produire en cas de changement de charge. La Figure IV.6 présente le spectre du courant d'entrée en mode DCM. Il a le même comportement que le

cas CCM avec une très courte augmentation de la première harmonique (0.33% en DCM vs 0.15% en CCM). Cela signifie que le décalage de $2\pi/3$ entre les courants d'inductance éliminera la première harmonique du courant d'entrée même en mode DCM.

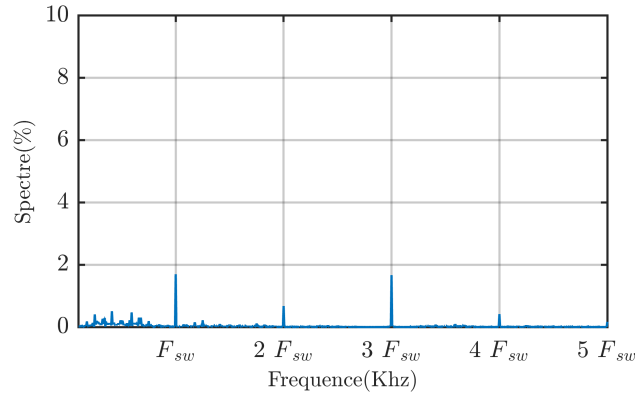


FIGURE IV.6 – Spectre de courant d'entrée en mode sain DCM.

IV.4.1.2.3 Effet du changement de paramètre sur le spectre harmonique du courant d'entrée Dans le monde réel, les paramètres physiques du convertisseur élévateur multiphasé ne sont pas les mêmes dans chaque phase. Par conséquent, le partage actuel n'est pas précis. D'après [108] l'amplitude de l'harmonique dépend de l'inductance L , un petit changement de sa valeur n'affectera pas considérablement le spectre du courant d'entrée. La Figure IV.8 montre le spectre du courant d'entrée avec changement d'inductance dans l'une des phases. Il est évident qu'à mesure que l'inductance change, la pente du courant de l'inductance changera, ce qui entraînera un déphasage asymétrique. L'harmonique du premier ordre augmente à petite échelle : même avec un changement de 50%, le spectre n'a pas considérablement augmenté. Par ailleurs, on note l'apparition d'harmoniques de deuxième et quatrième ordre sans valeur significative. De plus, les harmoniques du troisième ordre n'ont pas changé avec le changement de paramètre dans ce cas.

IV.4.1.2.4 Défaut de commutateur ouvert (OCF) Dans le cas défectueux, on peut constater l'apparition d'un pic important sur le fondamental du courant d'entrée IV.8 dû au défaut de l'interrupteur ouvert. De plus, d'autres composants sont apparus comme la deuxième et la troisième harmonique. Notez que dans le cas d'un défaut d'interrupteur ouvert (OCF) sur n'importe quelle phase du circuit, le courant d'entrée aura le même spectre. De plus, les deuxième et quatrième harmonique ont augmenté mais à

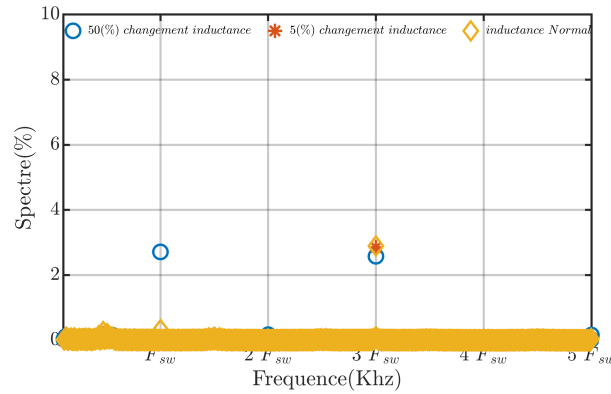


FIGURE IV.7 – Spectre de courant d'entrée en cas de changement de paramètres.

petite échelle. De plus, par rapport au cas de changement du paramètre, la montée de l'harmonique de premier ordre est importante dans le cas d'un OCF (trois fois).

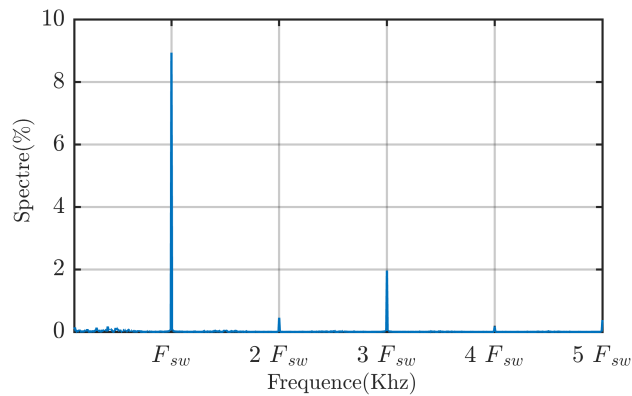


FIGURE IV.8 – Spectre de courant d'entrée sous OCF.

Pour corroborer l'analyse précédente, un essai expérimental a été réalisé sur un convertisseur DC-DC boost à trois phases. La Figure IV.9 présente l'analyse expérimentale de la fréquence du courant d'entrée dans différentes conditions : saine, avec un changement de charge, en mode DCM (Conduction Discontinuous Mode), et en présence d'un défaut de circuit ouvert (OCF). Dans les modes de fonctionnement sain en CCM (Conduction Continue Mode) et DCM, la première harmonique présente un comportement similaire aux résultats de la simulation. Cependant, l'apparition des autres composantes dans le deuxième, troisième et quatrième harmonique est attribuable au fait que les courants d'inductance ne sont pas parfaitement triangulaires (bruit). De plus, en cas de mode OCF, on observe une augmentation significative de la composante fondamentale due au défaut. Par ailleurs, les deuxième, troisième et quatrième harmonique sont également accrus dans

ce mode de fonctionnement défectueux.

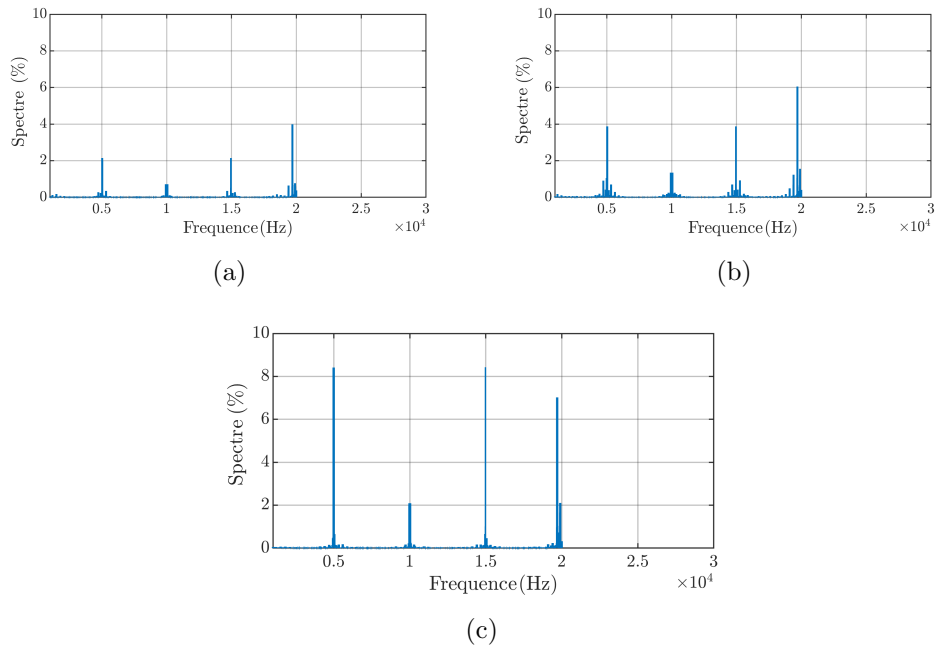


FIGURE IV.9 – Spectre du courant d'entrée : (a) CCM, (b) DCM, (c) OCF..

Ainsi, de ces résultats, on peut conclure les points suivants :

- le courant d'entrée est fondamental (harmonique de premier ordre) est un indicateur essentiel pour un OCF.
- Le mode de changement de fonctionnement, tel que CCM vers DCM ou changement de charge, n'a aucun impact sur la première harmonique du courant d'entrée.
- Un changement important dans l'inductance a un impact sur l'harmonique du premier ordre mais pas autant qu'un OCF.
- Le changement de fréquence de découpage ne cache pas l'effet de l'OCF par rapport aux autres modes de fonctionnement.

Par conséquent, sur la base de ces remarques, une méthode de détection défaut est proposée, basée sur la sélection de la première harmonique du courant d'entrée indiquant la présence d'un interrupteur OCF. Cette technique est appelée Calcul de sélection harmonique (HSC).

IV.5 La méthode proposée

La première harmonique du courant d'entrée est la clé pour déterminer l'état de défaut du convertisseur. Cependant, pour détecter la phase défectueuse, des informations sur

la composante continue du courant d'inductance de chaque phase doivent être fournies, car la composante continue doit être nulle en cas d'OCF. Par conséquent, nous proposons une technique simple appelée technique HSC qui peut déterminer une harmonique spécifique conduisant à détection de défaut et à sa localisation. La figure IV.10 présente le principe de la technique HSC. Il se compose de trois entrées : l'harmonique sélectionnée (n), la fréquence de commutation et le signal d'entrée. Nous obtenons les parties réelles et imaginaires en multipliant le signal d'entrée par la composante sinus et cosinus de l'harmonique sélectionnée. Ensuite, l'amplitude de l'harmonique sélectionnée peut être facilement calculée. Cette technique présente deux avantages : premièrement, elle est simple et directe, sans utiliser de matériel supplémentaire, et deuxièmement, elle ne nécessite aucun paramètre de circuit.

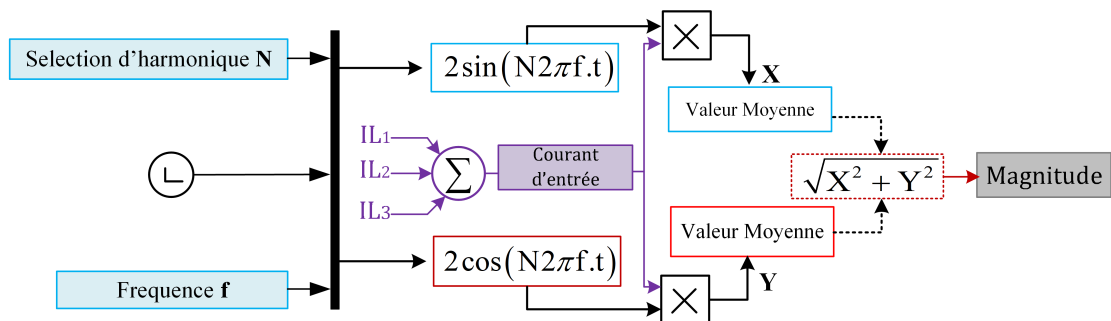


FIGURE IV.10 – Schéma de la technique de calcul de sélection harmonique (HSC).

Pour confirmer les observations effectuées dans la section précédente, la technique HSC sera testée dans plusieurs conditions, telles que des conditions saines, un changement de charge de courant, le mode DCM et un changement de mode OCF. Cependant, à des fins de diagnostic, il est nécessaire d'adopter une stratégie de seuil pour différencier l'OCF des autres affections.

IV.5.1 Seuil

Dans le processus de détection de défauts, le seuillage est une tâche obligatoire pour différencier le mode normal du mode défectueux du convertisseur élévateur entrelacé. Par conséquent, dans la section IV.4.1, nous avons vu que la première harmonique du courant d'entrée est nulle dans des conditions normales et que le changement d'inductance est le paramètre affectant le plus critique dans le cas sain. Ainsi, à l'aide des équations (IV.10) et (IV.12), le seuil est défini de telle manière qu'il ne dépasse pas sa valeur dans le cas d'un changement de paramètre plus élevé (jusqu'à 50% dans ce cas). Le seuil est donc

défini comme suit :

$$Tr = \frac{2}{3\pi^2} \frac{V_{in}}{Lf_s} \frac{1}{1-d} \sin(\pi d) \quad (IV.14)$$

A noter que l'expression du seuil est définie en fonction du rapport cyclique. Pour évaluer cette formule, la Figure IV.11 montre le comportement des harmoniques de premier ordre du courant d'entrée pour toutes les valeurs de rapport cyclique en état sain et dans un cas OCF par rapport au seuil. Il est clair que, dans le cas OCF, la première harmonique est toujours supérieure aux seuils, quel que soit le rapport cyclique.

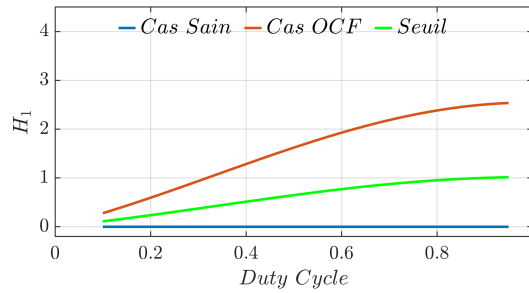


FIGURE IV.11 – Évaluation du seuil avec les cas sains et OCF.

IV.5.2 Algorithme de détection et configuration

Un schéma de détection de défaut pour un circuit ouvert (OCF) dans un convertisseur DC-DC boost à trois phases est présenté dans la Figure IV.12. Ce schéma offre une compréhension claire du fonctionnement de la méthode proposée. Il se divise en deux étapes simples : Dans un premier temps, le calcul de sélection harmonique (HSC) détermine la première harmonique et la compare à un seuil prédéfini. En cas de détection d'un OCF, la deuxième étape du processus consiste à identifier la phase défectueuse en évaluant l'harmonique zéro (terme DC) de chaque courant inducteur de phase. Il convient de noter que la méthode HSC est parfaitement adaptée au calcul de cette composante spécifique. De plus, l'algorithme utilise les mesures des trois courants de phase d'inductance déjà intégrées dans le schéma de contrôle présenté dans la Figure III.16. Il est crucial de noter que le seuil 2 (Thr2) est sélectionné comme décalage du capteur de courant dans la phase finale du processus. De plus, une reconfiguration par déphasage des phases non affectées est appliquée afin de minimiser les perturbations induites par le défaut détecté.

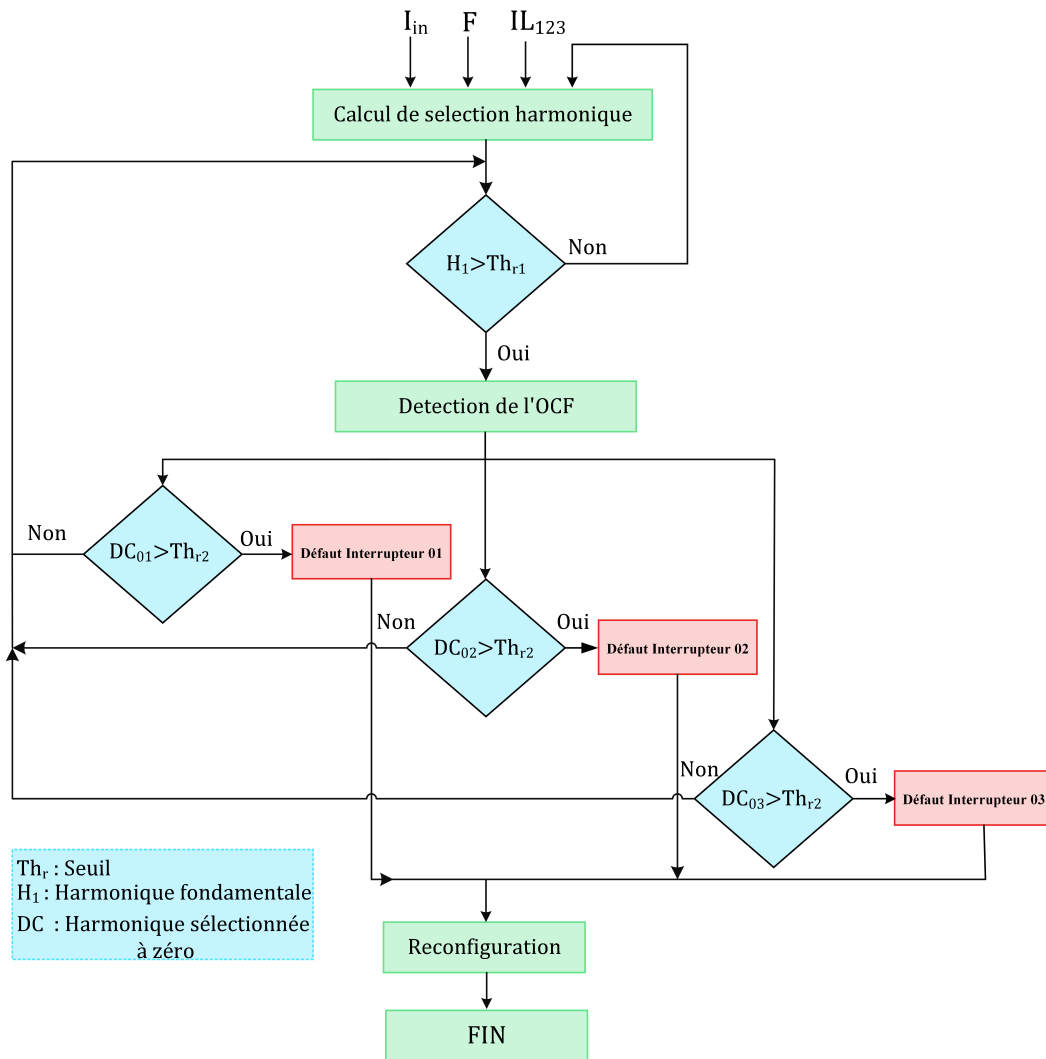


FIGURE IV.12 – L’algorithme FD pour les défauts OCF pour trois convertisseurs boost entrelacés.

IV.5.3 Reconfiguration par déphasage

En cas de défaut de l’OCF, une reconfiguration par déphasage est obligatoire. Cela améliorera les performances du convertisseur en termes de minimisation des ondulations. L’idée de base est que les phases restantes sont déphasées symétriquement avec l’angle de $2\pi / (m - 1)$.

Notez que dans certaines topologies, le déphasage asymétrique est meilleur en termes de minimisation des ondulations [109] Dans notre cas, où deux phases restent, le déphasage symétrique est adopté. Par conséquent, lorsqu’un OCF est détecté et isolé, la reconfiguration de déphasage est immédiatement appliquée en ajustant la phase des signaux PWM de chaque commutateur.

IV.6 Résultat de Simulation

La Figure IV.13 montre le comportement de la première harmonique sélectionnée du courant d'entrée dans différentes situations avec un seuil sélectionné. On constate que seul l'OCF dépasse le seuil sélectionné. De plus, dans le cas du changement de charge actuel et du mode DCM, il n'y a pas de changement significatif comparant aux conditions de l'état sain. Par conséquent, la première harmonique sélectionnée peut servir de bon indicateur pour commuter l'OCF mais est insuffisante pour localiser la phase défectueuse dans le circuit. Pour résoudre ce problème, nous avons ajouté l'harmonique sélectionnée à zéro de chaque courant d'inductance comme deuxième indicateur.

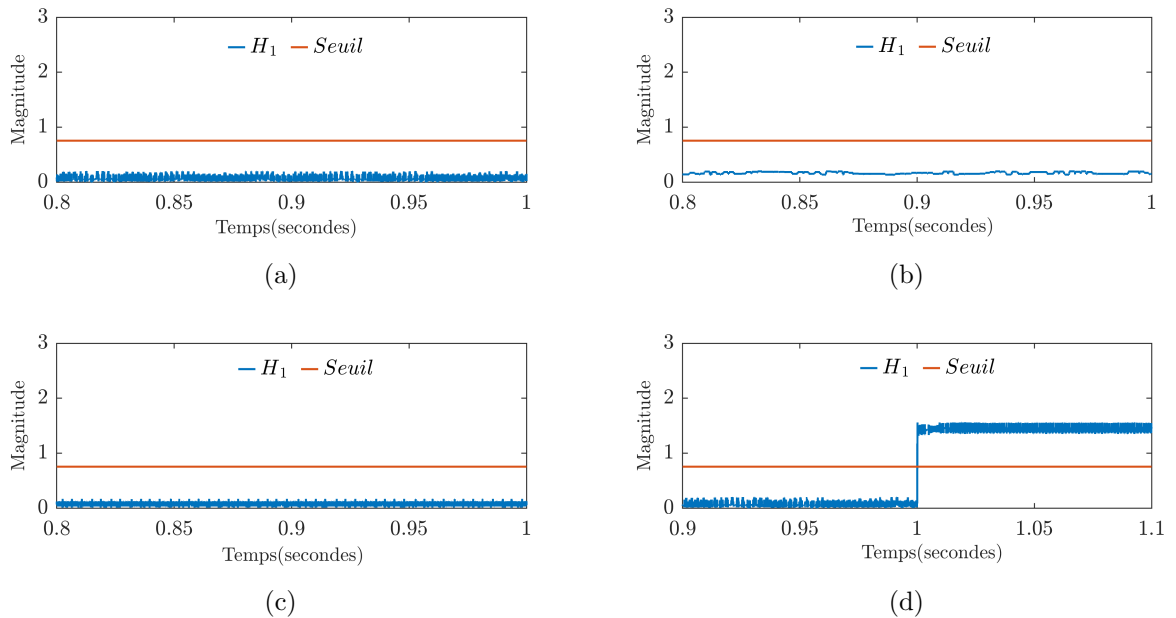


FIGURE IV.13 – Simulation de la première harmonique sélectionnée du courant d'entrée dans différents cas : (A) mode sain, (B) changement de charge de courant, (C) mode DCM, (D) mode switch OCF.

La Figure IV.13a montre le comportement de l'harmonique zéro du courant des trois inducteurs lorsqu'un OCF est appliqué au commutateur S_2 . Le terme DC du deuxième courant d'inductance sera nul et les autres termes DC augmenteront avec la même valeur pour assurer un partage égal du courant. La Figure IV.13b présente la réaction de l'algorithme de diagnostic pour le même défaut (OCF en S_2). On peut voir que le temps de FD est inférieur à un cycle.

La Figure IV.16 représente la réponse du courant d'entrée avec une reconfiguration

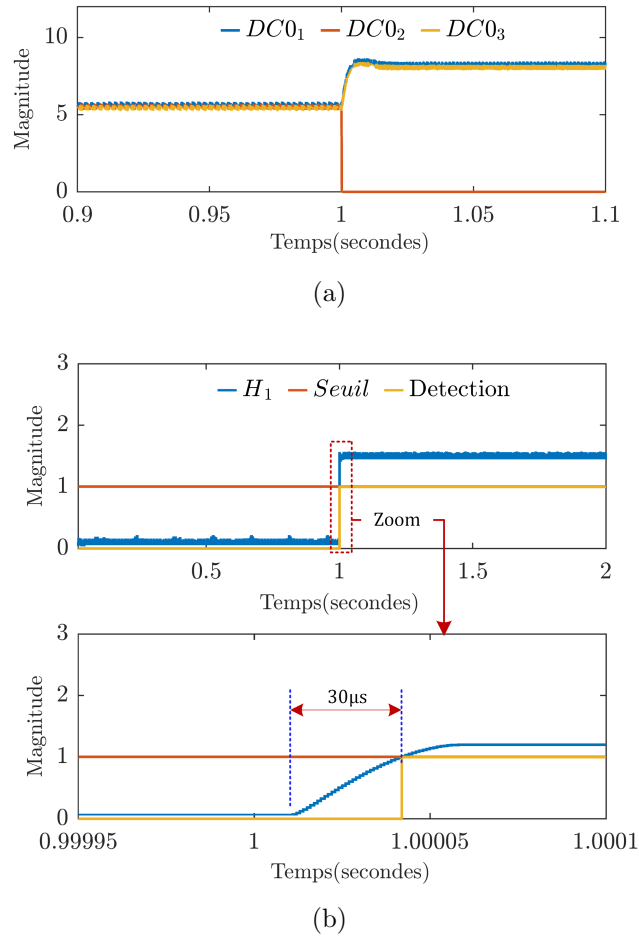


FIGURE IV.14 – Résultats de simulation du processus FD : (A) Harmonique sélectionnée nulle, (B) indicateur de défaut.

par déphasage sous un OCF. Lorsqu'un OCF se produit, l'ondulation du courant d'entrée augmente et la première harmonique sélectionnée dépasse le seuil. A l'inverse, lorsque le déphasage de reconfiguration est appliqué, l'ondulation du courant diminue, et la première harmonique sélectionnée revient à son état d'origine (sous seuil).

IV.7 Résultats expérimentaux

Pour vérifier expérimentalement l'observation fondée sur le convertisseur entrelacé sous différents modes de fonctionnement, le HSC appliqué sur la première harmonique du courant d'entrée est testé. La Figure IV.16 présente les résultats expérimentaux de la première harmonique sélectionnée du courant d'entrée sous différents modes de fonctionnement avec le même seuil choisi parmi (19). En CCM, DCM et changement de charge de courant, l'harmonique sélectionnée du courant d'entrée est inférieure au seuil sans différence si-

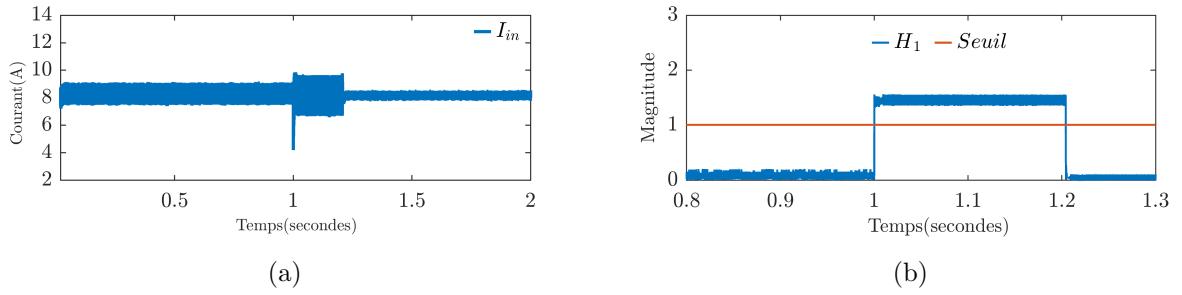


FIGURE IV.15 – Résultats de simulation du courant d’entrée et de la première harmonique sélectionnée avant et après la reconfiguration du déphasage. (A) Courant d’entrée, (B) la première harmonique sélectionnée.

gnificative. Cependant, dans le cas d’un OCF, on observe une augmentation considérable de la première harmonique sélectionnée dépassant rapidement le seuil. Par conséquent, il peut facilement être détecté par l’algorithme de diagnostic.

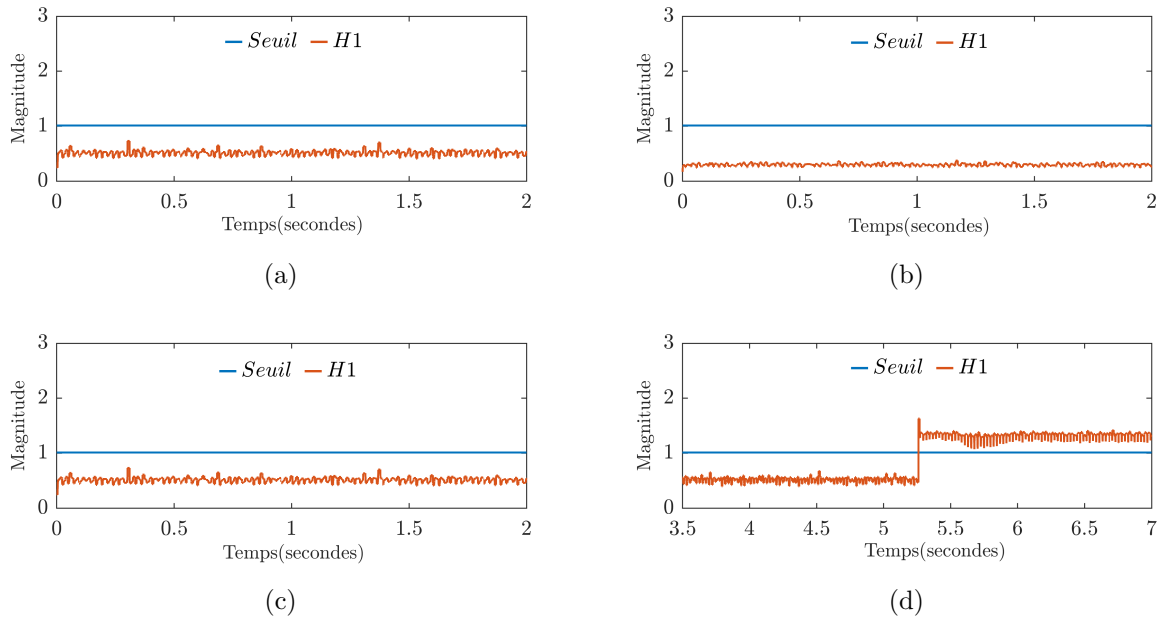


FIGURE IV.16 – Résultat expérimental de la première harmonique sélectionnée du courant d’entrée dans différents cas : (A) mode sain, (B) mode DCM, (C) changement de charge de courant, (D) mode commutateur OCF.

Les figures IV.17 et IV.18 illustrent l’harmonique zéro des trois courants d’inductance avec des indicateurs de diagnostic lorsqu’un OCF se produit dans le commutateur S_3 . Comme dans les résultats de simulation, le terme DC de la phase en défaut est nul, avec une augmentation des deux autres termes DC. On peut voir sur le zoom de l’indicateur

de défaut que le temps de détection est d'environ $50\mu s$, soit moins d'un cycle (la moitié d'un cycle). De plus, lorsqu'un OCF se produit, une reconfiguration par déphasage entre les phases saines restantes est nécessaire pour réduire les ondulations du courant d'entrée.

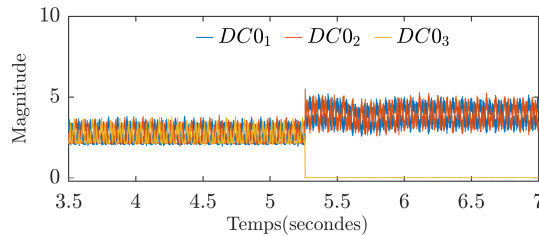


FIGURE IV.17 – Résultat expérimental de l'harmonique sélectionnée nulle des courants d'inductance.

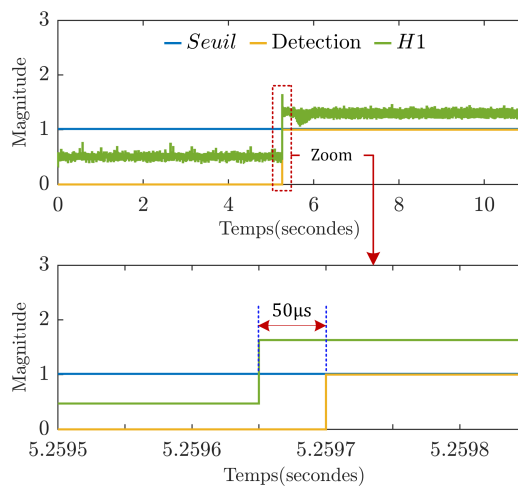


FIGURE IV.18 – Résultat de détection expérimentale de défauts d'un OCF.

Par conséquent, la Figure IV.19a montre une reconfiguration de déphasage de $2\pi/3$ à π après l'apparition d'un OCF dans le commutateur. Après la reconfiguration, la première harmonique a été considérablement diminuée, comme le montre la (Figure IV.19c), ce qui signifie que l'ondulation du courant d'entrée a été minimisée, comme le montre la figure IV.19b.

Pour quantifier l'efficacité de la technique HSC développée, le tableau IV.1 présente différents scénarios de résultats de données expérimentales tels que le mode CCM/DCM ou la puissance élevée/faible. En se basant sur ces résultats, on peut conclure que la méthode FD proposée peut être utilisée avec succès dans tous les modes de fonctionnement du convertisseur.

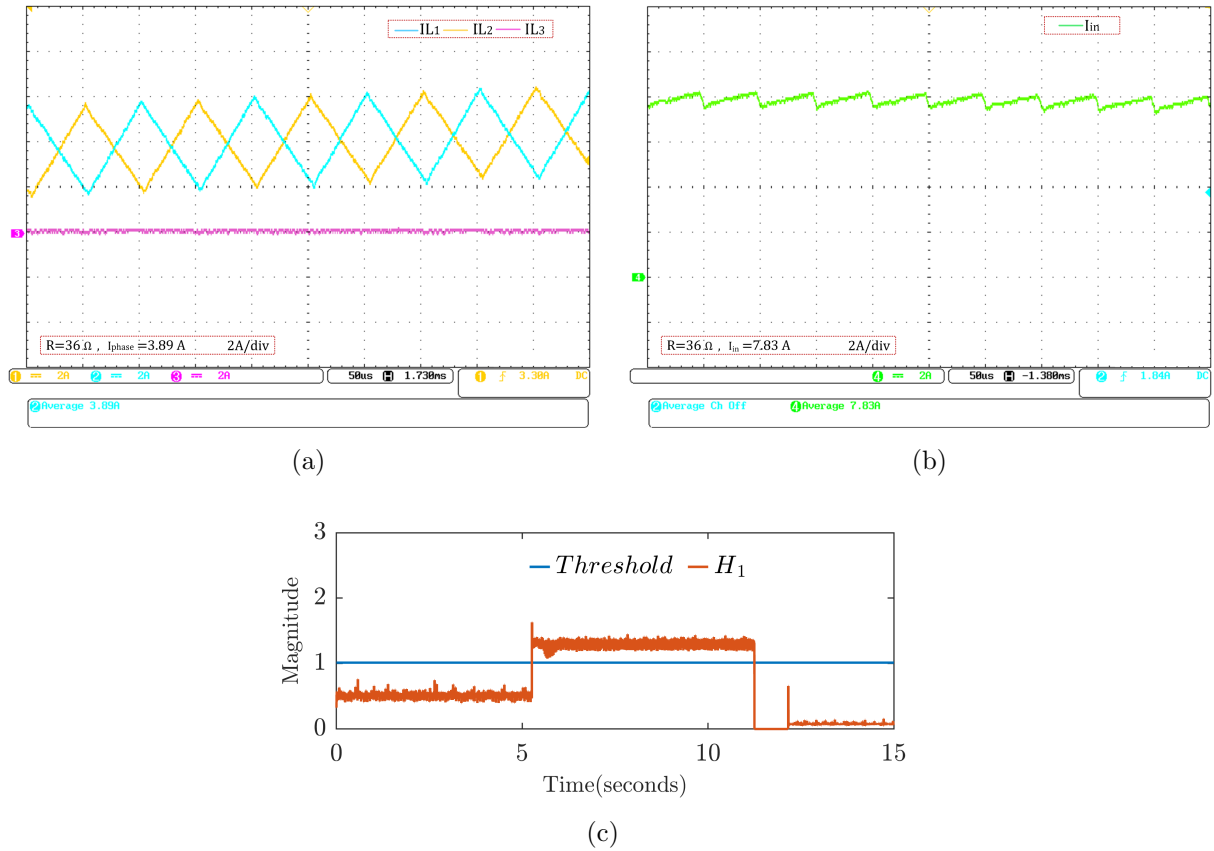


FIGURE IV.19 – Résultat expérimental d'un convertisseur boost entrelacé sous OCF avec reconfiguration par déphasage.

TABLE IV.1 – Performance de la stratégie dans différents cas de test

Op mode	Vin/Vout	P	H_1 _sain	Seuil	H_1 _OCF	R
D<0.5DCM	80/114	250	0.4994	0.6241	1.0998	
D<0.5 CCM	80/152	450	0.77	1.0225	1.459	55Ω
D>0.5 CCM	80/175	650	0.8617	1.1706	1.74683	

IV.8 Une conception d'observateur linéaire pour la détection rapide des défauts de commutateur d'ouverture des convertisseurs Boost entrelacés

IV.8.1 Modèle de convertisseur entrelacé

Le modèle d'espace d'états suivant décrit la dynamique du convertisseur élévateur DC-DC à phase N :

$$\dot{x}(t) = A.x(t) + B(t).u(t) \quad (\text{IV.15})$$

$$y(t) = C.x(t) \quad (\text{IV.16})$$

Où $x(t) = (i_1(t) \dots i_N(t))^T$, les courants d'inductance définissent les variables d'état, en tenant compte de la résistance de l'inductance, $u(t) = (V_{out}(t)V_{in}(t))^T$, les entrées du système, et $y(t) = (i_1(t) \dots i_N(t))^T$ les sorties du système ; par conséquent, les matrices d'état sont :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

$$B(t) = \begin{pmatrix} -\frac{1-s_1(t)}{L} & \frac{1}{L} \\ \vdots & \vdots \\ -\frac{1-s_N(t)}{L} & \frac{1}{L} \end{pmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

Où R et L sont respectivement la résistance et l'inductance nominales de chaque phase. $s_i(t)$ est le signal de commande du commutateur i .

Au cours d'un OCF, la dynamique du système change, entraînant un nouvel ensemble de matrices d'état \bar{A} et $\bar{B}(t)$ qui décrivent le nouveau système défectueux. Une matrice d'écart ΔA et $\Delta B(t)$ sont définies pour décrire la différence entre le système nominal sain et le système défectueux comme suit :

$$\Delta A = \bar{A} - A \quad (\text{IV.20})$$

$$\Delta B(t) = \bar{B}(t) - B(t) \quad (\text{IV.21})$$

Par exemple, un OCF en phase et résulte les matrices d'écart suivantes :

$$\Delta A = 0 \text{ (IV.22)}$$

$$\Delta B(t) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \vdots & \vdots \\ \frac{1-S_n(t)}{L} & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{(IV.23)}$$

Par conséquent, le modèle espace-états peut s'écrire comme suit :

$$\dot{x}(t) = (A + \Delta A) .x(t) + (B(t) + \Delta B(t)) .u(t) \quad \text{(IV.24)}$$

$$y(t) = C.x(t) \quad \text{(IV.25)}$$

En arrangeant l'équation, on obtient ce qui suit :

$$\dot{x}(t) = A.x(t) + B(t).u(t) + F(t) \quad \text{(IV.26)}$$

$$F(t) = \Delta A.x(t) + \Delta B(t).u(t) \quad \text{(IV.27)}$$

$$y(t) = C.x(t) \quad \text{(IV.28)}$$

Le modèle espace-état peut être défini par une somme des équations du modèle de cas sain et de $F(t)$, un terme associé à l'OCF.

IV.8.2 Modèle d'observateur d'état

L'observateur d'état pour le mode sain est donné par les équations suivantes :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A.\hat{x}(t) + B(t).u(t) + K.C(x(t) - \hat{x}(t)) \quad \text{(IV.29)}$$

Où ici $(\hat{x}(t))$ correspond aux variables d'état de l'observateur et K est le gain de l'observateur, qui peut être déterminé par la conception du placement des pôles. La dynamique de l'erreur de l'observateur $e(t) = (x(t) - \hat{x}(t))$, compte tenu du mode de fonctionnement défaillant, est décrit comme suit :

$$e(t) = (A - K.C) e(t) - F(t) \quad (\text{IV.30})$$

Par conséquent, la solution de cette équation différentielle non homogène du premier ordre est :

$$e(t) = e^{-(A-K.C)t} . e(0) + \int_0^t F(\tau) e^{-(A-K.C)(t-\tau)} d\tau \quad (\text{IV.31})$$

Négliger la réponse initiale donne l'évolution temporelle suivante de l'erreur de l'observateur pendant le fonctionnement en régime permanent :

$$e(t) = \int_0^t F(\tau) e^{-(A-K.C)(t-\tau)} d\tau \quad (\text{IV.32})$$

Le terme $F(t)$ associé à l'OCF affecte fortement l'évolution de l'erreur de l'observateur d'état. Par conséquent, toute occurrence d'OCF augmente l'erreur entre les états mesurés et observés, et en choisissant une valeur seuil appropriée, nous pouvons détecter l'OCF.

IV.8.3 La technique de détection de défauts proposée

IV.8.3.1 Algorithme de détection des défauts

Pendant le fonctionnement du convertisseur, les courants de phase sont observés et comparés en permanence aux courants mesurés correspondants (Fig IV.20). L'erreur calculée est comparée à une valeur seuil appropriée pour détecter la phase défectueuse du convertisseur de chaque phase. Dans le cas de l'OCF, une reconfiguration par déphasage est appliquée pour compenser l'ondulation du courant.

IV.8.3.2 Seuil

Un facteur essentiel dans l'algorithme de détection de défauts est la valeur seuil qui affecte directement le temps de détection des défauts, la robustesse et la probabilité de fausse détection de défauts. Par conséquent, le seuil maximum est fixé en fonction de l'erreur de l'observateur en régime permanent en mode défectueux. Dans le même temps, la valeur minimale prend en compte toute incertitude causée par la variation des paramètres et les bruits entre le modèle de convertisseur sain et le modèle d'observateur. Seul le mode sain est pris en compte pour déterminer la valeur seuil minimale, et une incertitude de 50%, 10%, 1,5% et 1% pour la mesure de la résistance, de l'inductance, de la tension

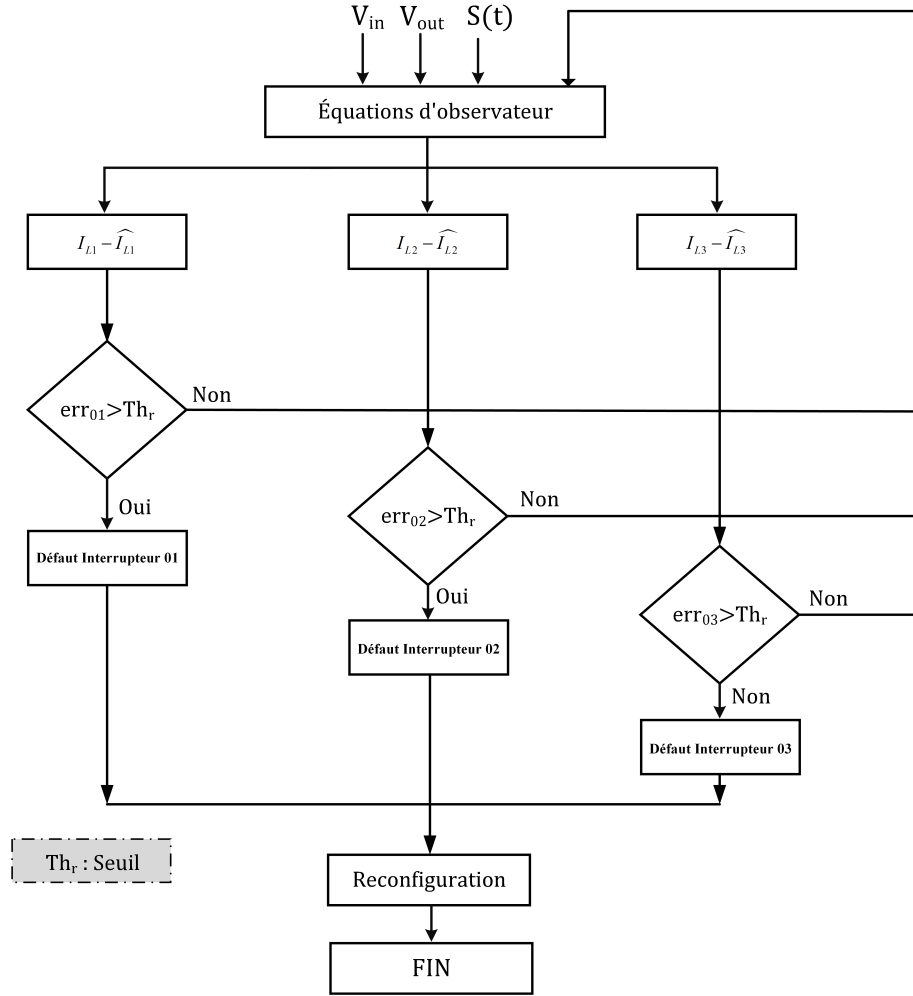


FIGURE IV.20 – L’organigramme de détection OCF pour un convertisseur boost inter-leaved triphasé.

et du courant, respectivement, est supposée. Notez que l’incertitude des paramètres est prise en compte dans le modèle sain du convertisseur, tandis que l’erreur de mesure est prise en compte dans les entrées de l’observateur. L’équation suivante est utilisée avec les incertitudes données pour estimer l’erreur maximale de l’observateur causée par la combinaison des incertitudes supposées, représentant la valeur seuil minimale.

$$\dot{e}(t) = (A - K.C) . \hat{x}(t) + B(t).u_u(t) + K.Cx_u(t) - A_u.x(t) - B_u(t).u(t) \quad (\text{IV.33})$$

L’indice représente l’incertitude. Par conséquent, $T_{hr} \in [Min_{T_{hr}}; Max_{T_{hr}}]$ et le T_{hr} choisi est un compromis entre la robustesse et le temps requis pour la détection.

IV.8.3.3 Évaluation de la détection du temps

Envisagez d'avoir un défaut OCF dans une phase ; l'apparition du défaut entraîne une atténuation exponentielle du courant dans la phase correspondante jusqu'à zéro. Du côté du contrôleur, ce comportement entraîne une erreur positive dans la boucle de courant interne.

Par conséquent, le signal de commande $s(t)$ sera à sa valeur élevée, provoquant une augmentation exponentielle du courant estimé, comme le montre la Figure IV.21, ce qui donnera un indicateur très rapide de l'apparition d'un défaut. Notez que l'approche proposée utilise la fonctionnalité du contrôleur pour accélérer considérablement le temps de détection des défauts.

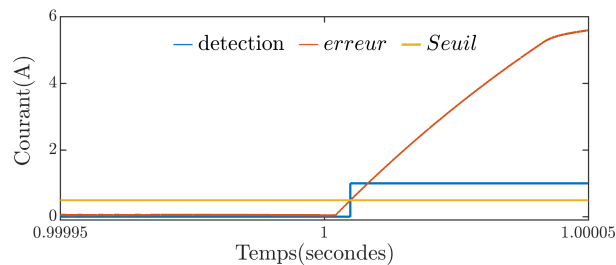


FIGURE IV.21 – L'évolution des erreurs lors de l'OCF et la détection des défauts.

IV.9 Résultat de Simulation

Nous avons établi un modèle de simulation de configuration convertisseur boost multiphasé à trois et cinq phases pour évaluer la technique de diagnostic des défauts. Les paramètres du système sont présentés dans le tableau(IV.2).

TABLE IV.2 – Paramètres de simulation

Tension sortie (V_{out})	160 V
Tension d'entree (V_{in})	80 V
Inductance (L)	1 mH
Resistance (R)	50 Ω
Capacitance (C)	470 μ F
Frequance	10 Khz

La Figure IV.22 montre les trois comportements du convertisseur boost entrelacé en

modes sain et défaut. En mode sain, on peut clairement montrer que la tension de sortie suit sa référence avec une bonne dynamique. De plus, le courant d'entrée, qui est la somme des trois courants d'inductance (Fig IV.22b), présente peu d'ondulations en raison de l'effet d'entrelacement. De plus, les courants observés suivent parfaitement les courants réels avec d'excellentes performances. Lorsque l'OCF se produit, le courant de phase défectueuse diminue rapidement pour atteindre zéro. Cependant, la tension de sortie reste contrôlée, augmentant les ondulations du courant d'entrée. Notez que le courant estimé défectueux diminuera, différant du courant réel en raison de la nature du modèle utilisé dans le processus de détection des défauts.

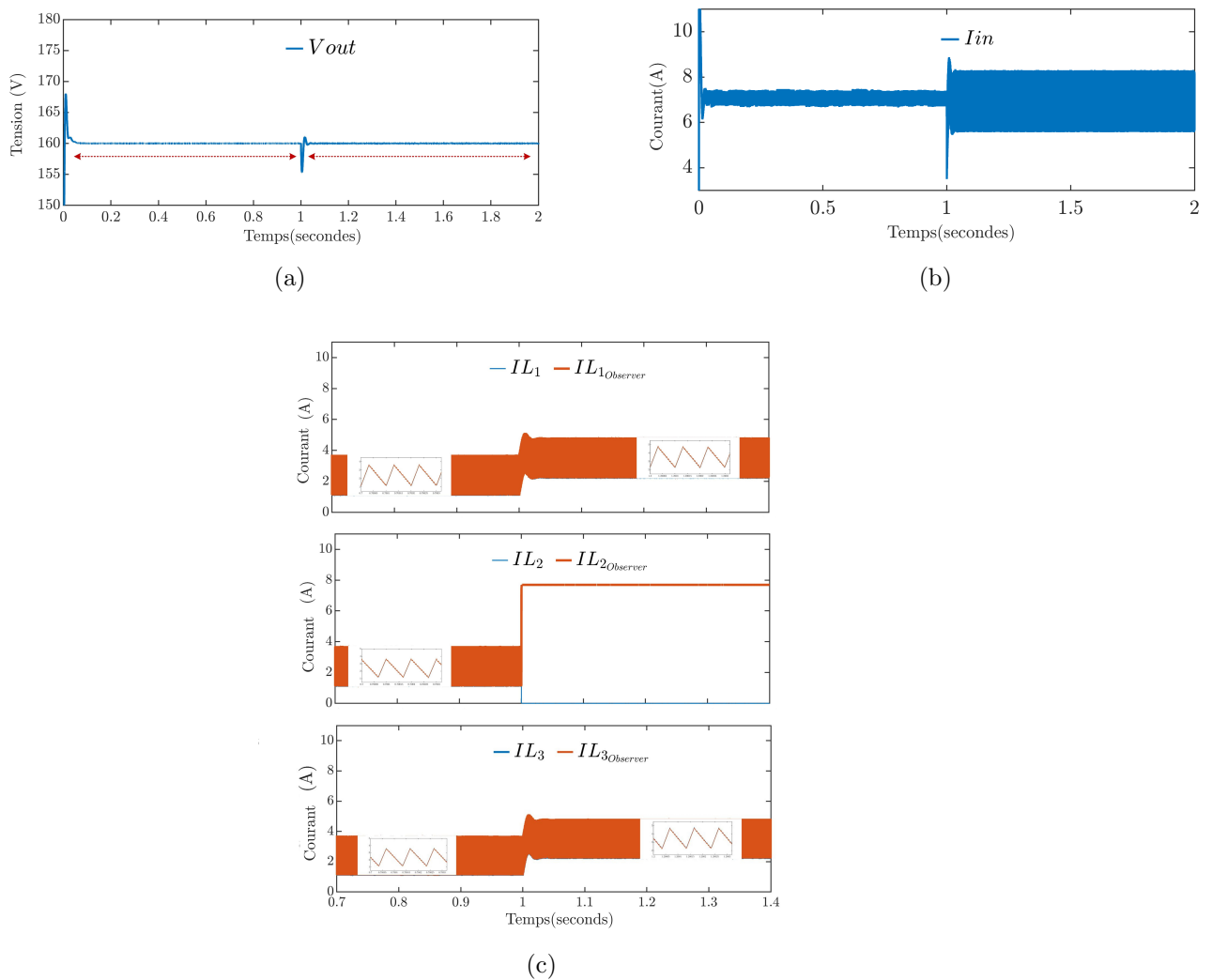


FIGURE IV.22 – La simulation donne les modes sain et défectueux du GRV triphasé : (a) la tension de sortie, (b) le courant d'entrée, (c) le courant mesuré et estimé de chaque phase.

La figure IV.23 montre le comportement résiduel de la phase actuelle dans plusieurs conditions. Le résiduel sur le mode OCF dépasse le seuil sélectionné indiquant le défaut interrupteur ouvert. De plus, il n'y a pas non plus de différence appréciable entre les conditions de santé, le changement de charge actuel et le changement de paramètres.

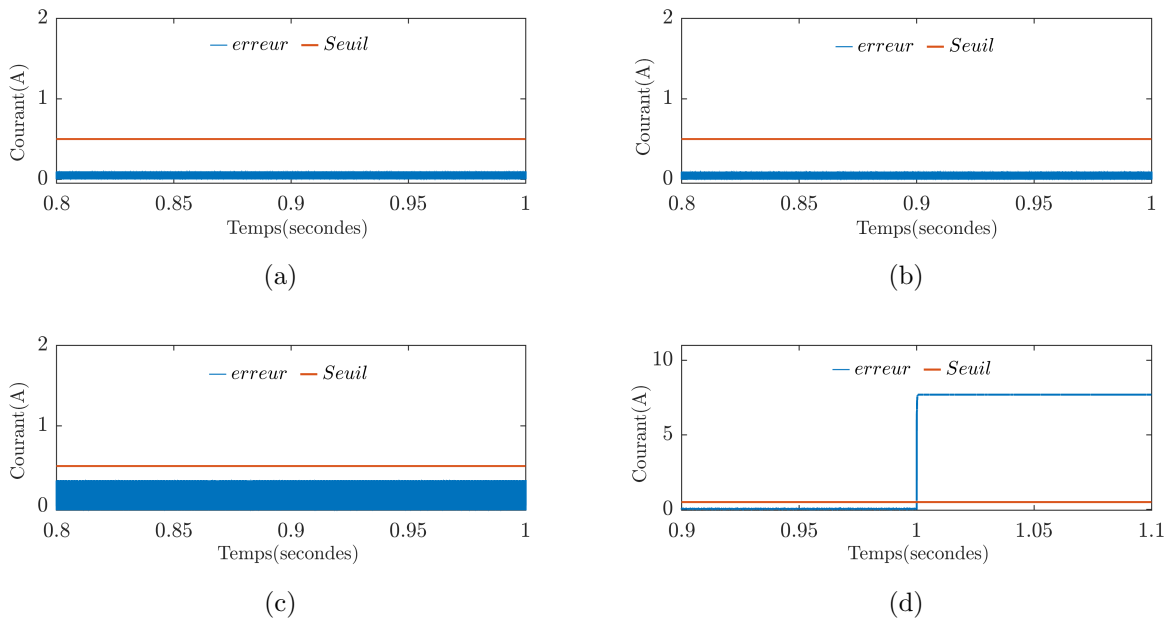


FIGURE IV.23 – Résultats de simulation de l’erreur dans différents cas : (a) mode sain, (b) changement de charge, (c) changement de paramètres, (d) occurrence d’OCF.

La figure 6 montre temp de détection du défaut ; le zoom de l’indication de défaut montre que le temps de détection est d’environ $50\mu s$, soit inférieur à un cycle ($\frac{3}{50}$ un cycle).

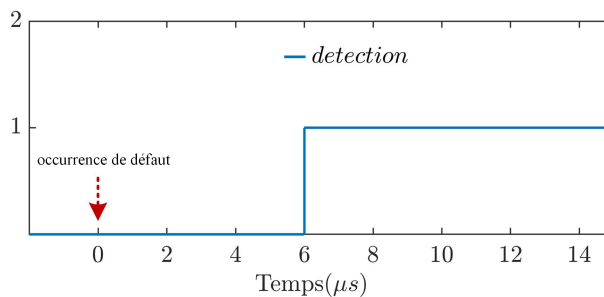


FIGURE IV.24 – L’indicateur de détection de défaut.

En conséquence, cette technique peut être utilisée efficacement comme indication de commutation OCF rapide. Pour démontrer l’efficacité de la technique proposée, nous avons également appliqué la méthode FD à cinq phases de convertisseurs boost entrelacés.

La figure IV.25 montre un test de simulation lorsque deux défauts OCF apparaissent simultanément à $t = 0,4$ s et $t = 1,2$ s, respectivement. Ainsi, l'algorithme de détection de défauts et de reconfiguration réagit efficacement en indiquant la phase défectueuse et en adaptant le déphasage entre les phases saines restantes. L'effet de la reconfiguration du déphasage peut être observé dans la réduction des ondulations sur le courant d'entrée. Le déphasage doit toujours être $2\pi/N_h$ où N_h est le nombre de phases saines restantes.

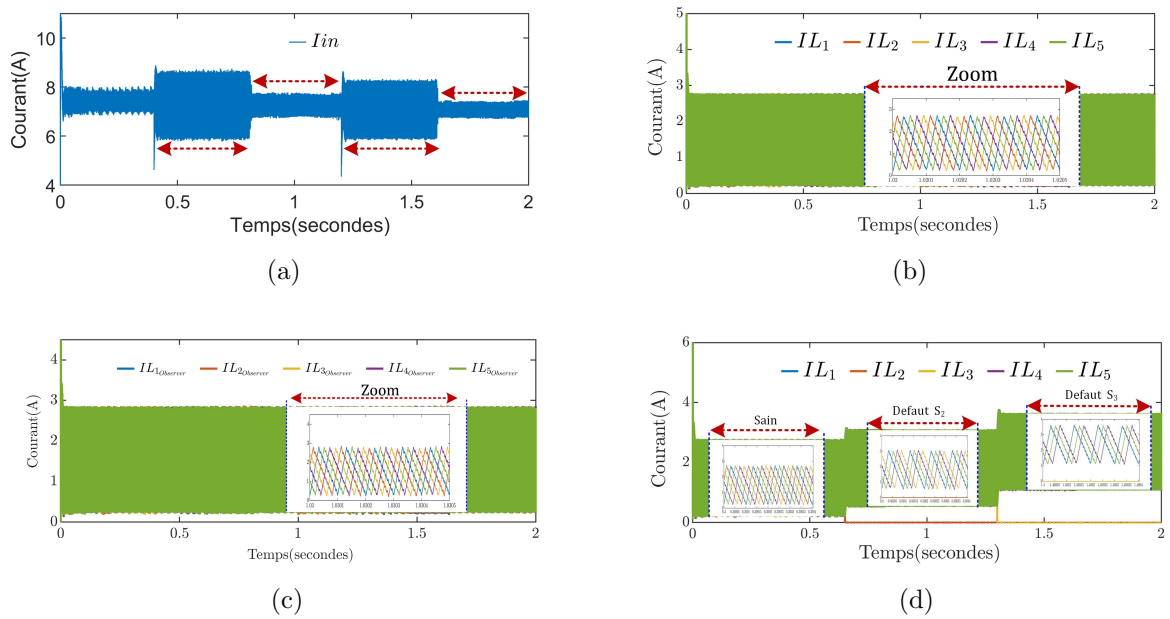


FIGURE IV.25 – La simulation donne les modes sain et défectueux du convertisseur boost entrelacé à cinq phases (a) courant d'entrée, (b) courant mesuré de chaque phase, (c) courant estimé de chaque phase, (d) courant mesuré de chaque phase lors de l'apparition d'un défaut.

IV.10 Comparaison de deux techniques

La technique de calcul de sélection d'harmoniques (HSC) est une approche basée sur le signal pour détecter les défauts en circuit ouvert (OCF). Elle analyse la première harmonique du courant d'entrée et utilise l'harmonique zéro pour identifier la phase défectueuse. Cette méthode a un temps de détection très rapide de moins d'un cycle ($1/2$ d'un cycle) et ne nécessite aucun matériel supplémentaire, ce qui la rend simple à mettre en œuvre. La technique HSC est hautement adaptable, fonctionnant efficacement à la fois en mode de conduction continue (CCM) et en mode de conduction discontinue (DCM), ainsi qu'en cas de changement de paramètres.

TABLE IV.3 – Performances des différentes méthodes pour les défauts des interrupteurs

	ref	Type de défaut	Défaut d'index	Fréquence de commutation	Temps d'échantillonnage	Temps de Détection	Le changement des paramètres	changement mode de conduction
Modèle basé sur l'approche	[118]	OCF	Estimation de l'état	10-20 kHz	1 μs	8.65 ms	Oui	
	[71]	OCF	Erreur de courant de référence	5 kHz/10 kHz	10 μs	Tsw	Yes	
	[67]	OCF,SCF	signe de la pente du courant dans l'inducteur	15 kHz	1 μs	2 Tsw	Non	
	[73]	OCF, SCF	modèle d'émutateur de courant prédictif	20 kHz	10 μs	Tsw	Non	
	[110]	OCF	observateur de Luenberger	10 kHz	-	71.6 ms	Oui	Non valable pour
	[111]	OCF, SCF		15 kHz	20 μs	8 Tsw	Non	le modèle basé sur l'approche
	[108]	OCF	observateur en mode glissant	25 kHz	20 μs	2 Tsw	Yes	
	[112]			-	-	50 ms	Non	
	[77]	OCF	Tension de sortie du de-link condensateur	5 kHz	50 μs	100 ms	Non	
	[78]	OCF,SCF	Tension de la diode	50 kHz	-	Tsw	Non	
	[79]	OCF, SCF	Tension du condensateur flottant	200 kHz	-	-	Non	
	[115]	OCF	Tension du condensateur	20 kHz	-	2.2 ms	Non	
		méthode proposée	OCF	Observateur linéaire	10 kHz	50 μs	3/50 Tsw	Yes
Signal basé sur l'approche	[80]	OCF	composante de fréquence de commutation du courant d'entrée	10 kHz	33 μs	Tsw	Non	Non
	[96]	OCF, SCF	champ magnétique proche	24,135 kHz	0.04 μs	-	Non	Oui
	[116]			24 kHz	-	-	Non	Oui
	[113]	OCF,SCF	Tension de composant magnétique	48 kHz	-	Tsw	Non	Oui
	[114]	OCF, SCF	Tension de la bobine de Rogowski	50 kHz	-	Tsw	Oui	Non
	[117]	OCF	Amplitude et phase de la tension de sortie	1 kHz	25 μs	2 Tsw	Non	Non
	Méthode proposée	OCF	La Technique HSC (courants d'inducteur)	10 kHz	50 μs	Tsw	Oui	Oui

En revanche, la méthode d'observateur est une approche basée sur un modèle, s'appuyant sur un modèle de système précis pour détecter les défauts en circuit ouvert (OCF) en comparant les courants d'inducteur estimés et mesurés. Bien qu'elle offre une détection rapide (3/50 d'un cycle), cette méthode n'est valable que dans un seul mode de fonctionnement à la fois, car les techniques de diagnostic de défaut basées sur l'observateur ne peuvent pas gérer les changements entre CCM et DCM. La méthode de diagnostic devient inefficace, car les observateurs ne peuvent pas être appliqués dans les deux modes de fonctionnement. Cette limitation réduit la flexibilité de la méthode par rapport aux approches basées sur le signal comme le HSC.

Le tableau IV.3 résume les performances des algorithmes de diagnostic. Nous avons classé les méthodes de détection de défauts (FD) en deux catégories : techniques basées sur des modèles FD et méthodes basées sur des signaux FD. Les métriques présentées dans le tableau IV.3 proviennent des données fournies par les auteurs dans leurs articles. À noter que tous ces travaux cités ont développé une implémentation de diagnostic basée sur des contrôleurs numériques pour des convertisseurs de puissance DC-DC entrelacés. En général, les chercheurs évaluent leur technique de diagnostic proposée en fonction de la rapidité de l'action de diagnostic par rapport à la complexité de l'implémentation, ce qui peut être insuffisant. Par conséquent, nous avons ajouté deux métriques de performance tenant compte du changement de paramètres et du changement de mode de fonctionnement. Comme indiqué dans le tableau IV.3, on peut conclure que :

- Les techniques de signal basées sur la FD sont généralement plus rapides que les techniques basées sur des modèles FD. De plus, en cas de changement de paramètres ou de mode de fonctionnement, le modèle basé sur la FD ne peut pas fournir de

décision valide concernant la détection et l'isolement des défauts.

- Comparée à l'état de l'art des méthodes de signal basées sur la FD, notre stratégie HSC de détection de défauts est une technique simple qui utilise la variable mesurée du convertisseur sans nécessiter un modèle de convertisseur ou des techniques mathématiques complexes.
- De plus, l'approche de diagnostic proposée HSC offre de bonnes capacités de performance en termes de temps de détection de défauts avec une exigence de fréquence d'échantillonnage plus faible et sans capteurs supplémentaires (excepté celui déjà utilisé dans le processus de contrôle). Nous avons également proposé une stratégie de seuil efficace, ce qui n'est pas le cas pour certains travaux mentionnés dans le tableau IV.3 [80], [116], [117].

IV.11 Conclusion

En conclusion, les techniques présentées dans ce chapitre constituent des contributions significatives au domaine de la détection de défauts dans les convertisseurs DC-DC. Les méthodes développées, notamment la technique HSC et l'approche basée sur l'observateur, offrent simplicité, rapidité et efficacité pour identifier les défauts tels que les défauts en circuit ouvert (OCF) dans les convertisseurs élévateurs multiphasés entrelacés.

La technique HSC repose sur l'analyse du contenu harmonique du courant d'entrée, provoqué par le déphasage symétrique dans le processus d'entrelacement. En cas de présence d'un OCF, la technique HSC sélectionne la première harmonique ainsi que la composante continue de chaque phase d'inductance. Un algorithme simple et efficace a ainsi été développé pour détecter et isoler de tels défauts, avec une amélioration des performances en termes de minimisation des ondulations de courant par l'adaptation du déphasage des phases saines. Cette méthode a été appliquée à un convertisseur élévateur entrelacé DC-DC triphasé dans le cadre du processus de contrôle, utilisant une configuration expérimentale basée sur DSpace1104 avec un microcontrôleur Atmega. Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus pour différents modes de fonctionnement ont démontré l'excellente performance de la technique HSC en termes de contrôle et de détection de défauts, avec un temps de détection inférieur à un cycle, une stratégie de seuillage efficace et une capacité de tolérance aux défauts, ainsi qu'une amélioration de la minimisation des ondulations grâce à la reconfiguration par déphasage. De plus, cette stratégie pourrait être généralisée à d'autres topologies de convertisseurs DC-DC en ajustant les variables

pertinentes. Par exemple, dans le cas du convertisseur abaisseur entrelacé, la technique HSC pourrait être appliquée au courant de sortie.

Concernant l'approche basée sur l'observateur, l'idée principale était d'utiliser un modèle spécifique du convertisseur afin que l'observateur conçu soit adapté à la détection des défauts et à l'identification d'un OCF. Cette technique a également montré un temps de détection très rapide grâce au processus de contrôle et à la conception linéaire de l'observateur. Ainsi, le résidu a augmenté de manière exponentielle, dépassant le seuil sélectionné en moins d'un cycle. De plus, le seuil a été choisi pour être insensible aux variations de paramètres ou aux changements de charge. Les résultats de simulation des convertisseurs boost entrelacé (IBC) à trois et cinq phases ont démontré l'efficacité de notre proposition de détection de défauts en cas de multiples défauts de commutateur en circuit ouvert.

**CONCLUSION
GÉNÉRALE**

Conclusion et perspectives

En conclusion, dans cette thèse, nous avons étudié les convertisseurs DC-DC multiphasés de type boost, en nous concentrant sur leur conception, leur modélisation et leur commande. Nous avons exploré les différentes topologies de convertisseurs, mis en avant les avantages des configurations multiphasées et approfondi le fonctionnement entrelacé (interleaved) pour l'amélioration des performances, notamment en termes de rendement et de réduction des ondulations. Nous avons également développé des modèles dynamiques et proposé des stratégies de contrôle, linéaires et non linéaires, pour garantir une meilleure stabilité et réponse du système. Enfin, des techniques de détection et de tolérance aux défauts ont été proposées pour assurer une fiabilité accrue des convertisseurs DC-DC multiphasés. Le premier chapitre offre un aperçu des différentes topologies de convertisseurs DC-DC, en mettant particulièrement l'accent sur les configurations multiphasées, leurs avantages et leurs diverses architectures. Le mode de fonctionnement entrelacé (interleaved) a prouvé son efficacité pour améliorer le rendement et réduire les ondulations du courant. L'état de l'art met en évidence les évolutions et les méthodes de contrôle développées depuis les années 90. Nous aborderons également la répartition de la puissance, l'optimisation du rendement et la continuité de service des convertisseurs DC-DC multiphasés entrelacés.

Le deuxième chapitre approfondit la modélisation et l'analyse des convertisseurs multiphasés de type boost. Nous établirons les équations fondamentales et examinerons le comportement dynamique des systèmes à l'aide de méthodes linéaires et non linéaires.

Le contrôle linéaire (peak mode control) des convertisseurs boost à trois phases est traité dans chapitre trois, avec des simulations et des expérimentations qui valident les performances en conditions normales. Nous appliquerons ensuite une commande non linéaire basée sur le Backstepping Supertwisting au même convertisseur.

Enfin, le quatrième chapitre se concentre sur les techniques de détection des défauts, une problématique essentielle pour garantir la fiabilité des convertisseurs DC-DC. Les méthodes que nous avons développées, telles que la technique HSC et l'approche fondée sur un observateur, se sont révélées efficaces pour identifier rapidement les défauts de circuits ouverts.

Ainsi, l'ensemble des travaux présentés dans cette thèse contribue à l'amélioration des convertisseurs DC-DC multiphasés, tant du point de vue de la performance énergétique que de la robustesse face aux défauts. Les résultats obtenus ouvrent la voie à de futures

recherches sur l'optimisation des stratégies de commande et de détection des défauts.

Bibliographie

- [1] Miwa, B. A. (1992), "Interleaved Conversion Techniques for High Density Power Supplies", Th de doctorat, Massachusetts Institute of Technology.
- [2] Chang, C. (1995), "Current Ripple Bounds in Interleaved DC-DC Power Converters", Proceedings of the 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems.
- [3] Perreault, D. J., Kassakian, J. G. (1997), "Distributed Interleaving of Paralleled Power Converters", IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications.
- [4] Lopez, M., et al. (1998), "Interleaving of Parallel DC-DC Converters Using Sliding Mode Control", Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.
- [5] Gu, W., et al. (2002), "A Multiphase DC/DC Converter with Hysteretic Voltage Control and Current Sharing", Applied Power Electronics Conference and Exposition.
- [6] Guoyong, G., et al. (2003), "Design of Multi-Phase DC-DC Converter with Averaged Current Sharing Control", Proceedings of the 5th International Conference on ASIC.
- [7] Schrom, G., et al. (2004), "A 480-MHz, Multi-Phase Interleaved Buck DC-DC Converter with Hysteretic Control", Power Electronics Specialists Conference.
- [8] Lukic, Z., et al. (2007), "Digital Controller for Multi-Phase DC-DC Converters with Logarithmic Current Sharing", IEEE Transactions on Power Electronics.
- [9] Kelly, D., et al. (2009), "Improvements in Multiphase Converter Performance with Coupled Inductors", IEEE Transactions on Power Electronics.
- [10] Taufik, T., et al. (2010), "Design and Analysis of Two-Phase Boost DC-DC Converter", International Journal of Electrical and Computer Engineering.

- [11] Gonzalez, M. A., et al. (2011), "A Digital Control of Voltage Mode and Non-Uniform Current Sharing for Multiphase DC-DC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics.
- [12] Ni, W., et al. (2012), "Adaptive Control for Multiphase DC-DC Converters with Model Reference Control", IEEE Transactions on Power Electronics.
- [13] Peng, M., et al. (2014), "Minimal Time Control of Buck Multiphase DC-DC Converters for RF and Dynamic Voltage Applications", IEEE Transactions on Power Electronics.
- [14] Nandankar, P., Rothe, J. P. (2016), "Design and Implementation of Efficient Three-Phase Interleaved DC-DC Converter", International Conference and Workshop on Electronics and Telecommunication Engineering.
- [15] Iqbal, A., et al. (2018), "Boost DC-DC Converter with Intelligent Phase Management", IEEE Transactions on Power Electronics.
- [16] Farhani, F., et al. (2020), "High-Efficiency Three-Phase Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Electric Vehicles," IEEE Transactions on Power Electronics.
- [17] Zhang, H., et al. (2021), "Advanced Digital Control for Multiphase DC-DC Converters in Industrial Applications", IEEE Transactions on Power Electronics.
- [18] Zhao, X., et al. (2023), "Adaptive Buck-Boost Multiphase DC-DC Converter for Smart Grid Applications", IEEE Transactions on Power Electronics.
- [19] Nouvel article (2024), "Novel Multiphase DC/DC Boost Converter with Shared Active Snubber Cell for Hybrid EVs", ScienceDirect.
- [20] R.B. Ridley, "A New Small-Signal Model for Current-Mode Control," PhD Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Nov. 1990
- [21] J. Chen, A. Prodic, R.W Erickson, and D. Maksimovic, "Predictive digital current programmed control," IEEE Transactions on Power Electronics, , vol. 18, no. 1, pp. 411-419, Jan. 2003
- [22] Wei Q, Wu B, Xu D, Zargari NR, "Model predictive control of capacitor voltage balancing for cascaded modular DC ?DC converters", IEEE Transactions on Power Electronics. 2017 ;32(1) : 752-761. DOI : 10.1109/TPEL.2016. 2530869.
- [23] Irfan Ahmed, "Implementation of PID and Deadbeat Controllers with the TMS320 Family," APPLICATION REPORT : SPRA083, Texas Instruments, <http://www.ti.com/lit/an/spra083/spra083.pdf> ,1997

- [24] S. Bibian, H. Jin, "High performance predictive dead-beat digital controller for DC power supplies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 420-427, May 2002.
- [25] V. Itkis, "Control systems of variable structure", John Wiley, New York, USA, c1976.
- [26] V. I. Utkin, "Sliding modes and their application in variable structure systems", MIR Publishers, Moscow, c1974, in Russia.
- [27] R. Venkataramanan, A. Sabanovic and S. Ck, "Sliding mode control of dc-to-dc converters", in proceedings of 11th Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON 85), pp. 251-258, Nov. 1985.
- [28] T. Gupta, R.R. Boudreaux, R.M. Nelms, and J.Y. Hung, "Implementation of a fuzzy controller for DC-DC converters using an inexpensive 8-b microcontroller," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 661-669, Oct. 1997.
- [29] A.R. Ofoli, and A. Rubaai, "Real-Time Implementation of a Fuzzy Logic Controller for Switch-Mode PowerStage DC ?DC Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 6, pp. 1367-1374, Nov. 2006.
- [30] D. He, and R.M. Nelms, "Fuzzy logic average current-mode control for DC-DC converters using an inexpensive 8-bit microcontroller," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1531-1538, Nov. 2005.
- [31] M.N. Uddin, M.A. Abido, and M.A. Rahman, "Real-time performance evaluation of a genetic-algorithm-based fuzzy logic controller for IPM motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 246-252, Jan. 2005.
- [32] C. Kamalakannan, L. Padma Suresh, S.S. Dash, and B.K. Panigrahi, "Power Electronics and Renewable Energy Systems", New Delhi, Springer 2014.
- [33] Hammoudi, Mohamed Yacine, Ramzi Saadi, Antonio J Marques Cardoso, Mohamed El Hachemi Benbouzid, et Mohamed Sahraoui, "Practical Implementation of H-Infinity Control for Fuel Cell-Interleaved Boost Converter", *International Journal of Modelling and Simulation* 40, no 1 (2 janvier 2020) : 44 ?61. <https://doi.org/10.1080/02286203.2018.1547871>.
- [34] El Fadil, H., F. Giri, J. M. Guerrero, et B. Salhi, "Adaptive control of interleaved boost converter for fuel cell energy ", In Proceedings of the 2011 American Control Conference, 3905 ?10. San Francisco, CA : IEEE, 2011. <https://doi.org/10.1109/ACC.2011.5990790>.

- [35] Rrtition de la Zhang, Y., et al. (2019), "High-Efficiency Interleaved DC-DC Converter for Renewable Energy Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(5), 1234-1242. Puissance.
- [36] Lee, J., Kim, S. (2020), "Dynamic Load Sharing in Multiphase Interleaved Converters", *Journal of Power Electronics*, 16(2), 567-575.
- [37] Maalandish, M., Hosseini, S. H., Ghasemzadeh, S., Babaei, E., Shalchi Alishah, R., Jalilzadeh, T. (2017), "Six-phase interleaved boost DC-DC converter with high-voltage gain and reduced voltage stress", *IET Power Electronics*, 10(12), 1-10. doi : 10.1049/iet-pel.2016.1029
- [38] Ni, L., Patterson, D. J., Hudgins, J. L. (2012), "High Power Current Sensorless Bidirectional 16-Phase Interleaved DC-DC Converter for Hybrid Vehicle Application", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3), 1141-1151. doi : 10.1109/TPEL.2011.2165297.
- [39] Huang, W., Clavette, D., Zhou, S., Rodrigues, M. (2021), "A 32-phase 1200-Ampere DC/DC Converter for Data Center and Artificial Intelligence Systems", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. doi : 10.1109/APEC42165.2021.9487214.
- [40] Alemdar, Ozturk Sahin, Mustafa Umit Oner, Ogun Altun, et Ozan Key-san, "Ripple Minimization in Asymmetric Interleaved DC-DC Converters Using Neural Networks", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 1?11. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3339699>.
- [41] Zhuo, Shengrong, Arnaud Gaillard, Qian Li, Rui Ma, Damien Paire, et Fei Gao, "Current ripple optimization of four-phase floating interleaved DC?DC boost converter under switch fault", *IEEE Transactions on Industry Applications* 56, no 4 (2020) : 4214?24.
- [42] Gerber, M., Ferreira, J.A., Hofsaier, I.W., et al, "High density packaging of the passive components in an automotive DC/DC converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2005, 20, (2), pp. 268?275.
- [43] Blaabjerg, F., Ma, K., Zhou, D, "Novel digital control topology of a high power resonant DC?DC converter for X-ray high-voltage applications", *2012 Proc. Power Conversion Conf. ? PCC'97, Tokyo, Japan, 2012, no. 3, pp. 19? 30.*

- [44] Freire, N.M.A., Cardoso, A.J.M, "Fault-tolerant PMSG drive with reduced DC-link ratings for wind turbine applications", *IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron.*, 2014, 2, (1), pp. 26-34.
- [45] Wolfgang, E, "Examples for failures in power electronics systems", *ECPE Tutor. Rel. Power Electron. Syst.*, 1997, 2, pp. 1013-1018.
- [46] Amaral, A., Cardoso, A, "On-line fault detection of aluminium electrolytic capacitors, in step-down dc-dc converters, using input current and output voltage ripple", *IET Power Electron.*, 2012, 5, (3), pp. 315-322.
- [47] Coilcraft (2020), "High-Performance Power Inductors", Coilcraft Technical Documentation. Disponible sur www.coilcraft.com.
- [48] Vishay Intertechnology (2021), "Inductor Application Guide", Vishay Technical Documentation. Disponible sur www.vishay.com.
- [49] "Aluminum electrolytic capacitors". Application Guide (Cornell Dublier), available at <http://www.cde.com>, 2011, pp. 1-22, accessed : October 2011.
- [50] Harada, K., Katsuki, A., Fujiwara, M, "Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor", *IEEE Trans. Power Electron.*, 1993, 8, (4), pp. 355-360.
- [51] Aeloiza, E., Kim, J., Ruminot, P., Enjeti, P, "A real time method to estimate electrolytic capacitor condition in PWM adjustable speed drives and uninterruptible power supplies". *Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf.*, Recife, Brazil, 2005, pp. 2867 – 2872.
- [52] Kulkarni, C., Gautam Biswas, et Xenofon Koutsoukos, "A prognosis case study for electrolytic capacitor degradation in DC-DC converters", In *PHM Conference*, 2009. <https://www.academia.edu/download/30588192/11>.
- [53] Kulkarni, Chetan, Gautam Biswas, Xenofon Koutsoukos, Kai Goebel, et Jose Celaya, "Physics of failure models for capacitor degradation in DC-DC converters", In *The Maintenance and Reliability Conference, MARCON*, 2010.
- [54] Laadjal, Khaled, Mohamed Sahraoui, Mohamed-Yacine Hammoudi, AJ M. Cardoso, Aco MR Amaral, et Khaled Yahia, "Diagnosis of electrolytic capacitors in three-phase interleaved boost converters controlled by mixed weighted sensitivity H_∞ design control", In *IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1 : 1678-83. IEEE, 2019.

- [55] Song, W., Huang, A.Q, "Fault-tolerant design and control strategy for cascaded Hbridge multilevel converter-based statcom", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2010, 57, (8), pp. 2700-2708.
- [56] Shahbazi, M., Poure, P., Saadate, S., et al, "Fault-tolerant five-leg converter topology with FPGA-based reconfigurable control", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2013, 60, (6), pp. 2284 – 2294.
- [57] Estima, J.O., Cardoso, A.J.M, "A new algorithm for real-time multiple open-circuit fault diagnosis in voltage-fed PWM motor drives by the reference current errors", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2013, 60, (8), pp. 3496 – 3505.
- [58] Yang, S., Bryant, A., Mawby, P., et al, "An industry-based survey of reliability in power electronic converters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2011, 47, (3), pp. 1441 – 1451.
- [59] Rothenhagen, K., Fuchs, F.W, "Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in voltage source active rectifiers". *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conf.*, Aachen, Germany, June 2004, vol. 6, pp. 4348 – 4354.
- [60] Rodriguez-Blanco, M.A., Claudio-Sanchez, A., Theilliol, D., et al, "A failure-detection strategy for IGBT based on gate-voltage behavior applied to a motor drive system", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2011, 47, (3), pp. 1441 – 1451.
- [61] Rothenhagen, K., Fuchs, F.W, "Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in three phase voltage source inverters for AC variable speed drives", *2005 European Conf. on Power Electronics and Applications*, Dresden, Germany, September 2005, p. 10.
- [62] Sleszynski, W., Nieznanski, J., Cichowski, A, "Open-transistor fault diagnostics in voltage-source inverters by analyzing the load currents", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2009, 56, (11), pp. 4681 – 4688. *Appl.*, 2013, 60, (9), pp. 4136 – 4146.
- [63] Cruz, S.M.A., Ferreira, M., Mendes, A.M.S., et al, "Analysis and diagnosis of open-circuit faults in matrix converters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2011, 8, (5), pp. 1648 – 1661.
- [64] Klim, T.J., Lee, W.C., Hyun, D.S, "Detection method for open circuit fault in neutral-point-clamped inverter systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2009, 56, (7), pp. 2754 – 2763.
- [65] Lu, B., Sharma, S, "A literature review of IGBT fault diagnostic and protection methods for power inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2009, 45, (5), pp. 1770 – 1777.

- [66] Duan, P., Xie, K.G., Zhang, L., et al, "Open-switch fault diagnosis and system re-configuration of doubly fed wind power converter used in a microgrid", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2011, 26, (3), pp. 816 – 821.
- [67] Shahbazi, M., Jamshidpour, E., Poure, P., et al, "Open and short-circuit switch fault diagnosis for nonisolated DC-DC converters using field programmable gate array", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 2013, 60, (9), pp. 4136 – 4146.
- [68] Sheng, H., Wang, F., Tipton, C.W, "A fault detection and protection scheme for three-level DC-DC converters based on monitoring flying capacitor voltage", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2012, 27, (2), pp. 685 – 697.
- [69] Ribeiro E, Cardoso AJM, Boccaletti C, "Open-circuit fault diagnosis in interleaved DC-DC converters", *IEEE Trans Power Electron.* 2013; 29(6) :3091 – 3102.
- [70] Junjie Y, Delpha C, "Open-circuit fault diagnosis for interleaved DC-DC converters", in *IECON*. In : The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 2020 ; 2020 :3982 – 3987.
- [71] Bento F, Marques Cardoso AJ, "Open-circuit fault diagnosis and fault tolerant operation of interleaved DC-DC boost converters for homes and offices". *IEEE Trans Industry Appl.* 2019 ;55(5) :4855 – 4864. doi :10.1109/TIA.2019.2916825.
- [72] Shahbazi M, Jamshidpour E, Poure P, Saadate S, Zolghadri MR, "Open-and short-circuit switch fault diagnosis for nonisolated DC-DC converters using field programmable gate array". *IEEE Trans Industrial Electron.* 2012;60(9) :4136 – 4146.
- [73] Pazouki E, De Abreu-Garcia JA, Sozer Y, "A novel fault tolerant control method for interleaved DC-DC converters under switch fault condition", *IEEE Trans Industry Appl.* 2019 ;56(1) :519 – 526.
- [74] Tsang KM, Chan WL, "Simple method for measuring the equivalent series inductance and resistance of electrolytic capacitors", *IET Power Electron.* 2010 ;3(4) :465 – 471.
- [75] Xu L, Ma R, Zhuo S, Xie R, Wang X, Huangfu Y, "Observer based switch open-circuit diagnosis for interleaved boost converter", In : *IECON The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vol. 2020 ; 2020 :5012 – 5017.
- [76] Xu L, Ma R, Zhuo S, Xie R, Wang X, Huangfu Y, "Observer based switch open-circuit diagnosis for interleaved boost converter", In : *IECON The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vol. 2020 ; 2020 :5012 – 5017.

- [77] Ribeiro E, Cardoso AJM, Boccaletti C, "Fault-tolerant strategy for a photovoltaic DC-DC converter", *IEEE Trans Power Electron.* 2012; 28(6) :3008 – 3018.
- [78] Givi H, Farjah E, Ghanbari T, "Switch and diode fault diagnosis in nonisolated DC-DC converters using diode voltage signature", *IEEE Trans Industr Electron.* 2017;65(2) :1606 – 1615.
- [79] Sheng H, Wang F, Tipton IVCW, "A fault detection and protection scheme for three-level DC-DC converters based on monitoring flying capacitor voltage", *IEEE Trans Power Electron.* 2011;27(2) :685 – 697.
- [80] Ahmad MW, Gorla NBY, Malik H, Panda SK, "A fault diagnosis and postfault reconfiguration scheme for interleaved boost converter in PV-based system", *IEEE Trans Power Electron.* 2020;36(4) :3769 – 3780.
- [81] Karimi, S., Gaillard, A., Poure, P., et al, "FPGA-based real-time power converter failure diagnosis for wind energy conversion systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2008, 55, (12), pp. 4299-4308.
- [82] Lezana, P., Aguilera, R., Rodriguez, J, "Fault detection on multicell converter based on output voltage frequency analysis", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2009, 56, (6), pp. 2275-2283.
- [83] Awadallah, M., Morcos, M, "Automatic diagnosis and location of open switch fault in brushless DC motor drives using wavelets and neuro-fuzzy systems", *IEEE Trans. Energy Convers.*, 2006, 21, (1), pp. 104-111.
- [84] Meinguet, F., Sandulescu, P., Kestelyn, X., et al, "A method for fault detection and isolation based on the processing of multiple diagnostic indices : application to inverter faults in AC drives", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 2013, 62, (3), pp. 995-1009.
- [85] Peugeot, R., Courtine, S., Rognon, J.P, "Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1998, 34, (6), pp. 1318-1326.
- [86] Bento, F., Cardoso, A.J.M, "A comprehensive survey on fault diagnosis and fault tolerance of DC-DC converters", *Chin. J. Electr. Eng.*, 2018, 4, (3), pp. 1-12.
- [87] Abul Masrur, M., Chen, Z., Murphey, Y, "Intelligent diagnosis of open and short circuit faults in electric drive inverters for real-time applications", *IET Power Electron.*, 2010, 3, (2), pp. 279-291.
- [88] Zhang, W., Xu, D., Enjeti, P., et al, "Survey on fault-tolerant techniques for power electronic converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2014, 29, (12), pp. 6319-6331.

- [89] Song, Y., Wang, B, "Analysis and experimental verification of a fault tolerant HEV power train", *IEEE Trans. Power Electron.*, 2013, 28, (12), pp. 5854-5864.
- [90] H. Zhao and L. Cheng, "Open-circuit faults diagnosis in back-to-back converters of DF wind turbine," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 11, no. 4, pp. 417-424, May 2017.
- [91] L. E. Piris-Botalla, C. A. Falco, G. O. Garc A. M. Airabella, and G. G. Oggier, "Semi-conductors faults analysis in dual active bridge DC-DC converter," *IET Power Electron.*, vol. 9, no. 6, pp. 1103-1110, May 2016.
- [92] T. Kamel, Y. Biletskiy, and L. Chang, "Fault diagnoses for industrial grid-connected converters in the power distribution systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 10, pp. 6496-6507, April 2015.
- [93] M. Shahbazi, E. Jamshidpour, P. Poure, S. Saadate, and M. R. Zolghadri, "Open- and short-circuit switch fault diagnosis for nonisolated DC-DC converters using field programmable gate array", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 4136 – 4146, Oct. 2012.
- [94] M. Barzegaran, A. Mohamed, T. Youssef, and O. A. Mohammed, "Electromagnetic signature study of a power converter connected to an electric motor drive", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 50, no. 2, Feb. 2014.
- [95] J. Si, C. Gan, S. Yang, J. Wu, Y. Hu, and W. Cao, "Fault diagnosis scheme for open-circuit faults in switched reluctance motor drives using fast Fourier transform algorithm with bus current detection", *IET Power Electron.*, vol. 9, no. 1, pp. 20-30, 2016.
- [96] Y. Chen, X. Pei, S. Nie, and Y. Kang, "Monitoring and diagnosis for the DC-DC converter using the magnetic near field waveform", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1634 – 1647, Oct. 2011.
- [97] T. Kamel, Y. Biletskiy, and L. Chang, "Real-time diagnosis for open-circuited and unbalance faults in electronic converters connected to residential wind systems", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 3, pp. 1781-1792, 2016.
- [98] M. Abul Masrur, Z. Chen, and Y. Murphey, "Intelligent diagnosis of open and short circuit faults in electric drive inverters for real-time applications," *IET Power Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 279-291, Mar. 2010.
- [99] E. Pazouki, S. Choi, "Fault diagnosis and condition monitoring of bearing using multi-sensory approach based fuzzy-logic clustering", *IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, Coeur d'Alene, ID, May 2015.

- [100] SP. Potamianos, E. Mitronikas, and A. Safacas, "Open-circuit fault diagnosis for matrix converter drives and remedial operation using carrier based modulation methods", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 531?545, Jan. 2014.
- [101] E. Pazouki, H. Bahrami, S. Choi, "Condition based maintenance optimization of wind turbine system using degradation prediction," *IEEE Power Energy society (PES) Genral Meeting*, National Harbor, MD, July 2014.
- [102] S. Khomfoi and L. Tolbert, "Fault diagnostic system for a multilevel inverter using a neural network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 1062?1069, May 2007.
- [103] S. Khomfoi and L. Tolber, "Fault diagnosis and reconfiguration for multilevel inverter drive using AI-based techniques", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 2954?2968, Dec. 2007.
- [104] F.-J. Lin, Y.-C. Hung, J. C. Hwang, and M. T. Tsai, "Fault-tolerant control of a sixphase motor drive system using a Takagi-Sugeno-Kang type fuzzy neural network with asymmetric membership function," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3557?3572, Jul. 2013.
- [105] B. Cai et al., "A data-driven fault diagnosis methodology in three-phased inverters for PMSM drive systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 7, pp. 5590?5600, 2017.
- [106] K. Laadjal, M. Sahraoui, and A. J. M. Cardoso, "On-Line Fault Diagnosis of DC-Link Electrolytic Capacitors in Boost Converters Using the STFT Technique", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 6, pp. 6303?6312, Jun. 2021.
- [107] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", Springer Science Business Media, May 2007.
- [108] S. Zhuo, L. Xu, A. Gaillard, Y. Huangfu, D. Paire, and F. Gao, "Robust Open-Circuit Fault Diagnosis of Multi-Phase Floating Interleaved DC ?DC Boost Converter Based on Sliding Mode Observer," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 3, pp. 638?649, Sep. 2019.
- [109] Zhuo S, Gaillard A, Li Q, Ma R, Paire D, Gao F, "Current ripple optimization of four-phase floating interleaved DC-DC boost converter under switch fault", *IEEE Trans Industry Appl.* 2020 ;56(4) :4214 – 4224.
- [110] P. Jain et al., "A luenberger observer-based fault detection and identification scheme for photovoltaic DC-DC converters," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of*

- the IEEE Industrial Electronics Society, Oct. 2017, pp. 5015?5020. doi : 10.1109/IECON.2017.8216866.
- [111] D. R. Espinoza Trejo, E. Benas, J. E. Hernez D, G. Bossio, and G. Espinosa Pz, "Open-and short-circuit fault identification for a boost dc/dc converter in PV MPPT systems," *Energies*, vol. 11, no. 3, p. 616, 2018.
- [112] S. Shao, A. J. Watson, J. C. Clare, and P. W. Wheeler, "Robustness analysis and experimental validation of a fault detection and isolation method for the modular multi-level converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3794?3805, 2015.
- [113] S. Nie, X. Pei, Y. Chen, and Y. Kang, "Fault diagnosis of PWM DC?DC converters based on magnetic component voltages equation," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4978?4988, 2013.
- [114] E. Farjah, H. Givi, and T. Ghanbari, "Application of an Efficient Rogowski Coil Sensor for Switch Fault Diagnosis and Capacitor ESR Monitoring in Nonisolated Single-Switch DC?DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1442?1456, Feb. 2017, doi : 10.1109/TPEL.2016.2552039.
- [115] Y. Huangfu, S. Zhuo, F. Chen, and S. Pang, "Evaluation and fault tolerant control of a floating interleaved boost converter for fuel cell systems," in *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 2016, pp. 1?7.
- [116] Y. Chen, S. Nie, X. Pei, and Y. Kang, "State monitoring and fault diagnosis of the PWM converter using the magnetic field near the inductor components," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 1901?1907.
- [117] P. Li, X. Li, and T. Zeng, "A Fast and Simple Fault Diagnosis Method for Interleaved DC-DC Converters Based on Output Voltage Analysis," *Electronics*, vol. 10, no. 12, p. 1451, 2021.
- [118] J. Poon, P. Jain, I. C. Konstantakopoulos, C. Spanos, S. K. Panda, and S. R. Sanders, "Model-based fault detection and identification for switching power converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 2, pp. 1419?1430, 2016.

ملخص:

في هذه الأطروحة، قمنا بدراسة شاملة لمحول DC-DC من نوع Boost متعدد الاطوار، مع التركيز على تصميمه، نمذجته، والتحكم فيه. بدأ العمل بتحليل مفصل لمختلف طوبولوجيات المحولات، مع تسليط الضوء على فوائد التكوينات متعددة الاطوار، لا سيما من حيث توزيع الطاقة وتقليل التموجات. ثم تعمقنا في النمذجة الديناميكية لهذه المحولات، حيث استكشفنا الطرق الخطية وغير الخطية لفهم سلوكها بشكل أفضل. بالتوازي مع ذلك، تمت دراسة استراتيجيات التحكم المختلفة، الخطية وغير الخطية، وتم التحقق من صحتها من خلال المحاكاة والتجارب، مما أبرز الأداء المحسن للمحول Boost ثلاثي الاطوار. أخيراً، تم التركيز بشكل خاص على اكتشاف الأعطال والتحكم المتسامح معها، من خلال تطوير تقنيات فعالة لضمان موثوقية واستمرارية خدمة المحولات متعددة الاطوار، حتى في حالة حدوث عطل في إحدى الطوابق.

الكلمات الأساسية: محول DC-DC Boost، متعدد الاطوار، التحكم، اكتشاف الاعطال.

Résumé :

Dans cette thèse, nous avons abordé l'étude complète des convertisseurs DC-DC multiphasés de type boost, en mettant l'accent sur leur conception, leur modélisation et leur commande. Le travail débute par une analyse détaillée des différentes topologies de convertisseurs, en soulignant les avantages des configurations multiphasées, notamment en termes de répartition de la puissance et de réduction des ondulations. Nous avons ensuite approfondi la modélisation dynamique de ces convertisseurs, en explorant les méthodes linéaires et non linéaires pour mieux comprendre leur comportement. En parallèle, différentes stratégies de commande, tant linéaires que non linéaires, ont été étudiées et validées par des simulations et des expérimentations, mettant en évidence les performances améliorées des convertisseurs boost triphasés. Enfin, une attention particulière a été accordée à la détection et à la tolérance aux défauts, en développant des techniques efficaces pour assurer la fiabilité et la continuité de service des convertisseurs multiphasés, même en cas de défaillance d'une phase.

Mot clés : Convertisseur DC-DC, Multiphasé, Boost, Contrôle, Detection de défaut.

Abstract:

This thesis presents a comprehensive study of multiphase DC-DC boost converters, with a specific focus on their design, modeling, and control. The research initiates with an analysis of various converter topologies, emphasizing the advantages of multiphase configurations, particularly in terms of power distribution and ripple reduction. Subsequently, the study delves into the dynamic modeling of these converters, exploring both linear and nonlinear methods to gain a better understanding of their behavior. Simultaneously, it examines various control strategies, both linear and nonlinear, which were validated through simulations and experiments, demonstrating the improved performance of three-phase boost converters. Finally, the thesis addresses fault detection and fault-tolerant control, developing effective techniques to ensure the reliability and continuity of service of multiphase converters, even in the event of a phase failure.

Key words: DC-DC Converter, interleaved, Boost, Control, Fault detection.