

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse

de Doctorat en Sciences

Spécialité : Automatique

Présentée par :

HEMICI Kheira

Magister en Electrotechnique, Univ. HBB, Chlef

Thème

***Commandes robustes d'un filtre actif de puissance
basé sur des convertisseurs multicellulaires***

Thèse soutenue publiquement le 05 / 02 /2026 devant le Jury d'examen suivant :

Président :	NEZLI Lazhari	Professeur	ENP - Alger
Directeurs de thèse :	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur	ENP - Alger
Examineurs :	- BOUNADJA El Hadj	Professeur	Univ. HBB, Chlef
	- SEBAA Karim	Professeur	ENP - Alger
	- BENMANSOUR Khelifa	Professeur	ESDAT - Reghaïa
	- BENACHOUR Ali	MCA	ENSTA - Alger

-ENP 2026-

*Laboratoire de Commande des Processus (LCP), Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue Pasteur, Hassen Badi, BP. 182, 16200 ElHarrach, Alger, Algérie
www.enp.edu.dz*

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse

de Doctorat en Sciences

Spécialité : Automatique

Présentée par :

HEMICI Kheira

Magister en Electrotechnique, Univ. HBB, Chlef

Thème

***Commandes robustes d'un filtre actif de puissance
basé sur des convertisseurs multicellulaires***

Thèse soutenue publiquement le 05 / 02 /2026 devant le Jury d'examen suivant :

Président :	NEZLI Lazhari	Professeur	ENP - Alger
Directeurs de thèse :	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur	ENP - Alger
Examineurs :	- BOUNADJA El Hadj	Professeur	Univ. HBB, Chlef
	- SEBAA Karim	Professeur	ENP - Alger
	- BENMANSOUR Khelifa	Professeur	ESDAT - Reghaïa
	- BENACHOUR Ali	MCA	ENSTA - Alger

-ENP 2026-

*Laboratoire de Commande des Processus (LCP), Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue Pasteur, Hassen Badi, BP. 182, 16200 ElHarrach, Alger, Algérie
www.enp.edu.dz*

تتناول هذه الأطروحة تطوير استراتيجيات التحكم في المرشحات النشطة المتوازية المعتمدة على العاكسات متعددة الخلايا بهدف تحسين جودة الطاقة الكهربائية المتأثرة بالأحمال غير الخطية. في هذا الإطار، قمنا بتطوير نموذج رياضي دقيق للنظام في مرجع (dq)، يسمح بتحليل ديناميكي شامل لأداء المرشح. كما تم اقتراح استراتيجيتين للتحكم والمقارنة بينهما، تعتمد المقارنة الأولى على المتحكم التناسبي-التكاملي (PI)، حيث قمنا بتطوير هيكل تحكم يضمن تنظيم جهد خط التيار المستمر وجهود المكثفات العائمة مع تقليل معدل التشوه التوافقي. غير أن النتائج أظهرت محدودية هذا المتحكم عند التغيرات السريعة للحمل. أما المقارنة الثانية، فقد تم اقتراح استراتيجيات تحكم غير خطية متقدمة، تتمثل في التحكم بالتراجع التدريجي والتحكم بالانزلاق من الدرجة الثانية، كما قمنا بتطوير قوانين تحكم تضمن متانة أعلى وتوازنًا ديناميكيًا أفضل لجهود المكثفات العائمة. أظهرت نتائج المحاكاة تفوق استراتيجيات التحكم غير الخطي، خاصة طريقة الانزلاق من الدرجة الثانية، من حيث الدقة، وسرعة الاستجابة، والاستقرار مقارنة بالمتحكم التناسبي-التكاملي.

الكلمات المفتاحية: جودة الطاقة الكهربائية، المرشح الفعال المتوازي، العاكس متعدد الخلايا، التحكم غير الخطي، المتحكم التناسبي التكاملي، التحكم بالتراجع التدريجي، التحكم بالانزلاق من الدرجة الثانية، توازن الجهود، المتانة

Abstract

This thesis deals with the development of control strategies for parallel active filters based on multi-cell inverters with the aim of improving the quality of electrical power affected by nonlinear loads. In this framework, we have developed an accurate mathematical model of the system in a reference (DQ) that allows for a comprehensive dynamic analysis of the candidate's performance. Two control and comparison strategies were also proposed. The first approach is based on the Proportional-Integrative (PI) controller, where we have developed a control structure that ensures that the DC line voltage and flying capacitor voltages are regulated while significantly reducing the harmonic distortion rate. However, the results showed that this control was limited when it came to rapid changes in pregnancy. The second approach is to propose advanced nonlinear control strategies, namely gradual retraction control and second-order slip control, and we have developed control laws that ensure higher durability and better dynamic balance of flying capacitor efforts. The simulation results showed the superiority of nonlinear control strategies, especially the second-order glide method, in terms of accuracy, response speed, and stability compared to the proportional-integrative control.

Keywords: power quality, parallel active filter, multicellular inverter, nonlinear control, proportional-integral controller, backstepping control, second-order sliding mode control, flying capacitor, voltage balancing, robustness.

Résumé

Cette thèse porte sur le développement de stratégies de contrôle pour les filtres actifs parallèles basés sur des onduleurs multi-cellules, dans le but d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique affectée par les charges non linéaires. Dans ce cadre, nous avons développé un modèle mathématique précis du système dans une référence (dq) qui permet une analyse dynamique complète des performances du candidat. Deux stratégies de contrôle et de comparaison ont également été proposées. La première approche est basée sur le contrôleur Proportionnel-Intégratif (PI), où nous avons développé une structure de contrôle garantissant que la tension de ligne DC et les tensions flottantes des condensateurs sont régulées tout en réduisant significativement le taux de distorsion harmonique. Cependant, les résultats ont montré que ce contrôle était limité en ce qui concerne les changements rapides pendant la grossesse. La seconde approche consiste à proposer des stratégies avancées de contrôle non linéaire, à savoir le contrôle de rétraction progressive et le contrôle du glissement du second ordre, et nous avons développé des lois de contrôle qui garantissent une plus grande durabilité et un meilleur équilibre dynamique des efforts des condensateurs flottants. Les résultats de la simulation ont montré la supériorité des stratégies de contrôle non linéaires, en particulier la méthode du planage du second ordre, en termes de précision, de vitesse de réponse et de stabilité par rapport au contrôle proportionnel-intégratif.

Mots-clés : qualité de l'énergie électrique, filtre actif parallèle, onduleur multicellulaire, commande non linéaire, régulateur proportionnel-intégral, commande par retour progressif, commande par modes glissants du second ordre, tension flottantes, équilibrage des tensions, robustesse.

Dédicaces

À la mémoire de mon cher père, Hemici Ali,

Que Dieu lui accorde Sa miséricorde et l'accueille dans Son vaste paradis.

À ma chère mère, Osmani Aouda,

Que Dieu la protège et la garde, pour son amour, ses sacrifices et ses prières constantes qui m'ont toujours donné la force d'avancer.

À la mémoire de mon cher professeur, Badrad Mohamed,

Que Dieu lui fasse miséricorde et qu'il élève son nom aussi haut que l'était la noblesse de son travail.

À tous mes professeurs,

et spécialement à Monsieur Mohand Oulhadj MAHMOUDI et Madame Aissa Boukhetache Aicha, pour leur soutien, leurs conseils précieux et leur accompagnement tout au long de mon parcours.

À mon époux, Boujelthia Abderrahmane,

qui a toujours été à mes côtés, me soutenant avec patience, et encouragement tout au long de ce parcours.

À tous mes frères et sœurs Alia, Djamila,

pour leur affection et leur soutien constants.

À mes filles bien-aimées, Asma, Sara, Hana et Yousra,

que Dieu les protège et les comble de bonheur et de réussite.

À tous mes amis, Et spécialement à la famille Hafith à Batna,

pour leur amitié, leur soutien et leur présence précieuse.

Je n'oublierai jamais les bienfaits et les immenses efforts de mes parents pour toute mon éducation et ma réussite.

J'espère que ce modeste travail sera une œuvre continue de bienfaisance pour eux.

Hemici Kheira

Remerciements

Avant tout, je rends grâce à **ALLAH**, le Tout-Puissant, par la volonté duquel toute chose s'accomplit. C'est grâce à Sa miséricorde, Sa patience et Son aide que j'ai pu mener à bien ce travail après tant d'efforts et de difficultés.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon directeur de thèse, Monsieur Mohand **Oulhadj MAHMOUDI**, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour m'avoir honorée de sa direction et de sa confiance. Ses conseils précieux, sa rigueur scientifique, sa disponibilité et son soutien constant ont été pour moi une source d'encouragement et d'inspiration tout au long de cette recherche. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude et de mon grand respect.

Je suis également très honorée que Monsieur le Professeur **Lazhari NEZLI**, de l'ENP, ait accepté la présidence du jury. Je tiens à remercier également Monsieur le Professeur **El Hadj BOUNADJA**, de l'Université Hassiba Ben Bouali de Chlef, Monsieur le Professeur **Karim SEBAA** de l'ENP, Monsieur Le Professeur **Khelifa BENMANSOUR** de l'ESDAT (Reghaia) et Le Docteur **Ali BENACHOUR** de l'ENSTA, pour avoir accepté de juger cette thèse. Leur compétence et leur expertise dans le domaine de la commande et de la modélisation des convertisseurs représentent pour moi une véritable reconnaissance scientifique. Je les remercie chaleureusement pour leur disponibilité et leur dévouement.

Je souhaite également adresser mes remerciements sincères à tout le corps enseignant du Laboratoire de Commande des Processus de l'École Polytechnique d'Alger, pour leur accompagnement bienveillant, leurs qualités humaines et leur soutien constant, et tout particulièrement au Professeur **Mohamed Seghir BOUCHERIT**, au Professeur **Mohamed TADJINE** et au Professeur **Lazhari NEZLI**, ainsi qu'aux enseignants de l'Institut d'Électrotechnique de Chlef pour le savoir et les connaissances précieuses qu'ils nous ont transmis, et tout particulièrement au Professeur Aissa Boukhtache Aïcha, au Professeur **Khoudmi El-Houari**, au Professeur **Yahdou Adel** et au Professeur **El hadj ALLOUACHE**, **Mohamed Mestfaoui** et au Professeur **Bachir BELMADANI** pour leur encadrement et leurs conseils avisés.

Enfin, j'adresse mes sincères remerciements à toutes les personnes qui, de près ou de loin, m'ont apporté leur aide, leur soutien et leurs encouragements pour la réalisation de ce travail. J'offre un remerciement tout particulier au Professeur **Djarboub Khaled** de l'Université de Tiaret, pour toutes les aides, conseils et soutiens qu'il m'a généreusement accordés au cours de cette recherche.

Hemici Kheira

Table des matières

Nomenclature

Table des figure

Introduction générale	11
-----------------------------	----

Chapitre I : Contexte de la qualité de l'énergie, problématiques liées aux harmoniques et revue de la littérature sur les filtres actifs et les onduleurs multicellulaires.15

I.1. Introduction.....	15
I.2. La dégradation de la qualité d'énergie dans les réseaux électriques.....	16
I.2.1. Problématique des harmoniques.....	16
I.2.2. Origines de la pollution harmonique	18
I.2.3. Effets des pollutions harmoniques.....	19
I.3. Caractérisation et normes.....	20
I.3.1. Caractérisation des perturbations harmoniques	20
I.3.2. Normes et recommandations	22
I.4. Solutions actives pour l'atténuation des harmoniques.....	23
I.4.1. Filtres passifs de puissance	24
I.4.2. Filtres actifs de puissance.....	26
I.5. Évolution des filtres actifs	30
I.5.1. Revue de littérature sur les convertisseurs multiniveaux utilisés dans les filtres actifs	32
I.5.2. Avantages et caractéristiques du convertisseur multicellulaire	36
I.5.3. Revue de littérature sur les stratégies de commande des filtres actifs parallèles basés sur convertisseur multicellulaire	37
I.6. Positionnement de notre étude	39
I.7. Conclusion.....	40

Chapitre II : Présentation et modélisation des convertisseurs multicellulaires série..41

II.1. Introduction.....	41
II.2. Présentation des convertisseurs multicellulaires série	42
II.2.1. Structure générale d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série	42
II.2.2. Principe de base d'un convertisseur multicellulaire série.....	43
II.2.3. Définition d'une cellule élémentaire de commutation.....	43
II.3. Modélisation d'un onduleur multicellulaire série à p cellules.....	45
II.3.1. Modèle instantané	46
II.3.2. Modèle aux valeurs moyennes.....	48
II.3.3. Modèle harmonique	49
II.4. Commandes des convertisseurs multicellulaires série	49
II.4.1. Technique de commande des cellules de commutation	49
II.4.2. Technique d'équilibrage des tensions flottantes	51
II.5. Architecture du convertisseur utilisé pour notre application	57
II.5.1. Un bras d'un onduleur série à 3 cellules de commutation	58
II.5.2. Onduleur multicellulaire série à 3 cellules triphasé	62
II.5.3. Simulation d'un onduleur multicellulaire série triphasé	67
II.6. Conclusion	71

Chapitre III : Modélisation et commande d'un filtre parallèle basé sur des convertisseurs multicellulaires	72
III.1. Introduction	73
III.2. Principe d'un filtre actif à base d'onduleur multicellulaire	75
III.3. Structure d'un filtre actif parallèle à base d'onduleur multicellulaire	74
III.3.1. Étude de la partie puissance du SAPF triphasé	75
III.3.2. Étude de la partie commande	77
III.4. Modélisation et commande des filtres actifs parallèles à base d'onduleurs multicellulaires.....	79
III.4.1. Description du système et modèle mathématique	79
III.4.2. Structure de commande générale	81
III.4.3. Structure de commande à base de régulateurs PI	83
III.5. Résultats de simulation avec contrôleur PI	90
III.5.1. Performances globales du contrôleur PI	93
III.5.2. Évaluation des performances du contrôleur PI	97
III.5.3. Transition vers les stratégies de commande avancées	98
III.7. Conclusion.....	98
Chapitre IV : Commandes avancées appliquées aux filtres actifs parallèles à base de convertisseurs multicellulaires	100
IV.1. Introduction	100
IV.2. Commande par Backstepping	101
IV.2.1. Méthodologie générale de la synthèse récursive par Backstepping	101
IV.2.2. Architecture générale de la commande par Backstepping	104
IV.2.3. Synthèse des contrôleurs	105
IV.2.4. Résultats de Simulation à l'aide d'un contrôleur Backstepping	113
IV.3. Commande par Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC)	120
IV.3.1. Principe du Sliding Mode Control (SMC)	120
IV.3.2. Architecture générale de la commande ST-SMC appliquée	122
IV.3.3. Résultats de Simulation à l'aide d'un contrôleur ST-SMC	132
IV.4. Analyse Comparative	137
IV.4.1. Comparaison des courants de la source	137
IV.4.2. Comparaison des tensions du bus continu et des tensions flottantes	138
IV.4.3. Synthèse des performances globales	138
IV.4. Conclusion	140
Conclusion générale	141
Bibliographie	143

Nomenclature

PS-PWM	Modulation de largeur d'impulsion à décalage de phase pour la commande des tensions des condensateurs.
ST-SMC	Commande glissante à structure terminale (Sliding Mode Control) utilisée pour stabiliser les tensions des condensateurs flottants.
NPC	Neutral Point Clamped : topologie d'onduleur multiniveaux, utilisée pour réduire les distorsions de courant et améliorer la qualité de la tension.
RMS	Valeur efficace du courant de source
THD	Taux de distorsion harmonique du courant source
HNPC	NPC en cascade : association de plusieurs onduleurs NPC en série pour former un onduleur multiniveaux plus complexe.
PCC	Point de Couplage Commun : point de connexion du filtre actif au réseau électrique.
ST-SMC	Sliding-Mode Control basé sur backstepping (Commande à mode glissant avec backstepping)
PI	Proportionnel-Intégral (Proportional-Integral controller)
BC	Backstepping Controller
THD	Total Harmonic Distortion (Distorsion harmonique totale)
PWM	Modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation)
SMC	Sliding Mode Control (Commande à mode glissant)
AC	Courant alternatif (Alternating Current)
DC	Courant continu (Direct Current)

Table des figures

I.1 : Fondamentale et harmoniques dans un signal distordu	17
I.2 : Spectre des harmoniques et inter-harmoniques	18
I.3 : Opération de base d'un filtre actif	24
I.4 : Classification des filtres	25
I.5 : Filtre passe bande (a), passe haut 1er ordre (b), passe haut 2ème ordre	25
I.6 : Schéma bloc d'un filtre actif série	27
I.7 : Schéma bloc d'un filtre actif parallèle	27
I.8 : Schéma bloc du filtre parallèle-série	27
I.9 : Topologie d'un filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle	29
I.10 : Topologie d'un filtre actif série avec filtre passif parallèle	29
I.11 : Filtre actif série en série avec filtre passif parallèle	29
I.12 : Un bras d'un convertisseur NPC triphasé à trois niveaux	31
I.13 : Un bras d'un convertisseur N niveaux en cascade	32
I.14 : Classification des convertisseurs multiniveaux	34
II.1 : Schéma général d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à point milieu fonctionnant en onduleur	42
II.2 : Cellule élémentaire de commutation	43
II.3 : Onduleur multicellulaire à p cellules (point milieu) associé à une charge (R-L)	47
II.4 : Commande MLI de l'onduleur multicellulaire à trois cellules	50
II.5 : Équilibrage des tensions flottantes par N-PWM conventionnelle	52
II.6 : Méthode d'équilibrage de tension pour un onduleur multicellulaire à n niveaux	54
II.7 : Structure générale de la génération des signaux de commande par PS-PWM pour un bras (j) à trois cellules	56
II.8: les principaux avantages d'un onduleur multicellulaire à 4 niveaux pour la filtration active.....	57
II.9 : Un bras d'un onduleur multicellulaire à 3 cellules associé à une charge R-L	58
II.10: les signaux porteurs triangulaires pour bras multicellulaire à trois cellules.....	60
II.11: Structure d'un bras multicellulaire série à trois cellules associée à PS-PWM.....	62
II.12: Évolution temporelle et spectre harmonique de la tension simple d'un bras d'un onduleur multicellulaire série à quatre niveaux	63
II.13 : Formes d'onde et analyse spectrale du courant de de charge $i_{ch}(t)$ d'un bras d'onduleur multicellulaire série à trois cellules (à quatre niveaux)	63
II.14 : Evolution temporelle des tensions des condensateurs et de la tension continue	63
II.15 : Onduleur multicellulaire multiniveaux série triphasé à 3 cellules	64
II.16 : Représentation vectorielle des tensions simples et des tensions composées d'un onduleur multicellulaires série triphasé	66
II.17 : Dynamique de l'équilibrage pour un bras dans un onduleur multicellulaire série triphasé..	67
II.18 : la tension simple d'un bras d'un onduleur triphasé multicellulaire série FCMLI à quatre niveaux, et analyse spectrale correspondante	68
II.19 Caractéristiques des courants de sortie de l'onduleur FCMLI à quatre niveaux	69
II.20 Les signaux de commande et les contraintes en tension sur un interrupteur dans un d'un bras de l'onduleur multicellulaire à trois cellules	69
II.21 : Relation puissance-fréquence de commutation et choix des composants de puissance pour un filtre actif parallèle à onduleur multicellulaire	70

III.1 : Principe d'un filtre actif parallèle	73
III.2 : Filtre actif parallèle à base d'un convertisseur de puissance multicellulaire connecté au réseau triphasé	74
III.3 : Structure d'un filtre actif triphasé à base d'un convertisseur de puissance multicellulaire	75
III.4 : Schéma de bloc pour extraire les courants de référence dans le repère dq	78
III.5 : Structure de commande du filtre actif parallèle basé sur l'onduleur multicellulaire	82
III.6 : Structure de commande par contrôleur PI	86
III.7 : Schéma fonctionnel de la technique d'équilibrage de tension pour un onduleur multicellulaire à quatre niveaux utilisant PS-PWM	96
III.8 : Courant source avec THDs utilisant PI avant intégration du filtre actif	92
III.9 : Forme d'onde de la tension et du courant source avant et après l'intégration du filtre actif	102
III.10 : Facteur de puissance, puissance active et réactive de la source après compensation avec PI.....	93
III.11 : Courant source avec THDs utilisant PI lors de la variation de la tension de charge...	94
III.12 : Puissance active, puissance réactive et facteur de puissance de la source après compensation par PI	95
III.13 : Performance de la régulation de la tension du bus continu V_{dc} par PI	96
III.14 : Performance de la régulation de la tension du condensateur flottant V_{Cj2} par PI.....	96
III.15 : Performance de la régulation de la tension du condensateur flottant V_{Cj1} par PI	96
.	
IV.1 : Schéma de principe du contrôle par Backstepping	104
IV.2 : Schéma bloc général du système de commande par Backstepping	105
IV.3 : Schéma du contrôleur Backstepping conçu pour la tension du bus continu	107
IV.4 : Schéma du contrôleur Backstepping conçu pour des courants du filtre actif	109
IV.5 : Schéma bloc de la technique d'équilibrage des tensions avec Backstepping	113
IV.6 : Tension et courant source après compensation avec Backstepping et analyse spectrale	114
IV.7 : Courants de source et spectre d'harmoniques après variation de charge avec Backstepping	115
IV.8 : Évolution de la tension du bus continu V_{dc} avec la commande Backstepping	116
IV.9 : Évolution de la tension flottante V_{Cj2} avec la commande Backstepping	117
IV.10 : Évolution de la tension flottante V_{Cj1} avec la commande Backstepping.....	118
Figure IV.11: Schéma bloc général du système de commande par ST-SMC.....	123
IV.12 : Schéma bloc général du système de commande par ST-SMC	125
IV.13: Schéma du contrôleur ST-SMC dédié à la régulation de la tension du bus continu....	127
IV.14: Schéma de commande d'équilibrage des tensions d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux par PS-PWM	132
IV.15 : : Performances du système contrôlé par ST-SMC	133
IV.16 : Courant source avec THDs utilisant ST-SMC	134
IV.17 : : Évolution de la tension du bus continu V_{dc} avec la commande ST-SMC.....	135
IV.18 : Évolution de la tension flottante V_{Cj2} avec la commande ST-SMC	135
IV.19 : Évolution de la tension flottante V_{Cj1} avec la commande ST-SMC	136

Liste des tableaux

I.1 : Limites des distorsions harmoniques de tension au PCC	24
I.2 : Limites des distorsions harmoniques de courant selon le rapport (I_{SC}/I_L).....	25
I.3: Comparaison des topologies des filtres actifs.....	30
I.4: Tableau comparatif des principales stratégies de commande.....	40
II.1 : Caractéristique électrique d'une cellule élémentaire de commutation.....	46
II.2 : Définition des grandeurs caractéristiques de l'association de p cellules decommutation.....	46
II.3 :Table des configurations possibles pour un bras d'un onduleur multicellulaire série à 3 cellules FCMLI 4-niveaux	64
II.4 : Les paramètres de simulation	69
III.1 Paramètres de simulation	101
III.2 Les conditions considérées pour la simulation	101
III.3 : Comparaison des différents cas de charge	107
III.4 : Performances des contrôleurs PI en termes des tensions (V_{dc} , V_{Cj2} et V_{Cj1})	
IV.1 Paramètres du système pour les spécifications de commande par Backstepping	116
IV.2 : Comparaison entre PI et BC en terme qualité de courant de source	118
IV.3: Performances des controleurs Backstepping en termes des tensions	120
IV.4 : Paramètres du système pour les spécifications de commande par ST-SMC.....	134
IV.5 : Comparaison entre les différentes techniques en termes de courant de la source	139
IV.6: Comparaison entre les contrôleurs en termes de tensions du bus continu et des tensions flottantes	140
IV.7: Synthèse des performances globales des contrôleurs	141

Introduction générale

La qualité de l'énergie électrique est de plus en plus menacée par la prolifération des charges non linéaires alimentées par l'électronique de puissance. Ces équipements, tels que les variateurs de vitesse et les systèmes d'alimentation en courant continu, injectent des courants harmoniques et déséquilibrés dans le réseau. Ces perturbations entraînent une baisse de l'efficacité du système, un échauffement des câbles, des dysfonctionnements des appareils et une dégradation du facteur de puissance [1].

Pour y remédier, des solutions basées sur les filtres actifs et passifs ont été développées [2], les filtres actifs parallèles (FAP) sont largement reconnus pour leur efficacité à éliminer ces harmoniques en injectant des courants de compensation, ce qui permet de restaurer la forme d'onde sinusoïdale du courant fourni [3], [4]. Historiquement, ces filtres utilisaient des onduleurs de tension à deux niveaux (VSI) [5], [6], cependant, l'augmentation des exigences en matière de puissance et de tension a révélé les limites de cette technologie, notamment en ce qui concerne la distorsion harmonique totale (THD) et les performances dynamiques.

Dans ce contexte, les onduleurs multiniveaux se sont imposés comme une solution prometteuse. Parmi les diverses topologies d'onduleurs multiniveaux développées [7], [8], telles que les convertisseurs multiniveaux à clampage par diodes (DCMLI pour Diode Clamped Multilevel Inverter) ou les onduleurs multiniveaux en cascade à cellules en H (CHBI pour Cascaded H-Bridge Inverter), le convertisseur multiniveau multicellulaire à Condensateurs Flottants (FCMLI pour Flying Capacitor Multilevel Inverter) se distingue particulièrement [3], [9], [10].

Cette topologie est privilégiée pour ses nombreux avantages inhérents : elle ne requiert pas de diodes de clampage complexes, simplifiant ainsi sa conception et sa mise en œuvre. De plus, sa structure offre une capacité intrinsèque à maintenir un équilibre naturel des tensions des condensateurs flottants sous certaines conditions de commutation, ce qui contribue significativement à sa fiabilité et à sa robustesse opérationnelle.

L'efficacité des systèmes de conversion d'énergie, et en particulier celle des filtres actifs de puissance (FAP) basés sur des convertisseurs multicellulaires multiniveaux, repose de manière cruciale sur le développement de stratégies de commande robustes et performantes. La gestion des onduleurs multicellulaires, qui constituent le cœur de ces systèmes, représente un défi majeur et nécessite des méthodes capables de compenser les non-linéarités intrinsèques, les incertitudes paramétriques ainsi que les perturbations du réseau. Pour relever ces défis, la littérature a vu émerger une large variété d'approches, chacune présentant ses propres spécificités et avantages.

Historiquement, les contrôleurs proportionnel-intégral (PI) se sont imposés par leur simplicité de mise en œuvre. Cependant, leurs limites sont bien documentées : ils peinent à garantir des performances dynamiques optimales face à la non-linéarité des systèmes et à l'incertitude des paramètres [6], [11], [12]. Ces lacunes se manifestent notamment par des difficultés à maintenir un équilibre précis des tensions des condensateurs flottants lors des variations de charge, et par une incapacité à réduire la distorsion harmonique totale (DHT) en dessous des seuils normatifs internationaux (typiquement $< 5\%$) [13]. Ces contraintes soulignent la nécessité de stratégies de contrôle plus sophistiquées

Face à ces limitations, de nombreuses solutions avancées ont été proposées. Parmi elles, la commande prédictive [8], [9], s'est distinguée par sa capacité à anticiper le comportement du système. D'autres approches incluent les techniques basées sur la théorie de la puissance instantanée et la linéarisation exacte [14], ainsi que les méthodes d'annulation parfaite des harmoniques (PHC) [15], qui visent une compensation très précise. Le domaine de l'intelligence artificielle a également apporté des contributions significatives, avec l'utilisation de réseaux de neurones et de réseaux de Petri pour des contrôles plus adaptatifs [16], [17], [18].

Plus spécifiquement, la méthode Backstepping dans [19] offre une solution prometteuse. Cette commande non linéaire se révèle particulièrement efficace pour gérer les non-linéarités complexes et les perturbations, surpassant significativement les performances des contrôleurs PI classiques. Parallèlement aux améliorations de performance, la fiabilité opérationnelle a également été renforcée par l'introduction de stratégies tolérantes aux défauts (FTC), conçues pour accroître la robustesse des filtres face aux défaillances potentielles des condensateurs, comme le démontrent les travaux récents [20].

Malgré ces avancées, l'optimisation continue des contrôleurs pour les systèmes de filtres actifs de puissance basés sur les convertisseurs multiniveaux multicellulaire à condensateurs flottants reste un domaine de recherche actif. Le défi majeur consiste à concilier une performance dynamique élevée, une robustesse accrue face aux perturbations, et une simplicité d'implémentation acceptable.

La présente thèse vise à apporter une contribution significative à cette problématique en explorant et en évaluant deux approches de contrôle non linéaire innovantes, appliquées spécifiquement au système filtres actifs de puissance basés sur les convertisseurs multiniveaux multicellulaire :

Le contrôle par Backstepping : cette approche de commande non linéaire sera développée pour assurer une régulation précise et robuste des courants du filtre et un équilibre optimal des tensions des condensateurs flottants, éléments critiques pour la stabilité et la performance du FAP-MC [19], [21], [22]. Nous mettrons en évidence sa capacité intrinsèque à prendre en charge les non-linéarités du système.

Le contrôle par mode de glissement super-twisting (ST-SMC) : Cette méthode, reconnue pour sa robustesse exceptionnelle et sa capacité à éliminer le phénomène de broutage (chattering) caractéristique des commandes par mode de glissement classiques, sera appliquée et détaillée pour le système filtres actifs de puissance basée sur les convertisseurs multiniveaux multicellulaire. Cette application constitue une contribution originale significative, marquant la première exploration approfondie du ST-SMC pour cette topologie spécifique de filtre actif [3].

Afin de valider l'efficacité de ces stratégies, une étude comparative rigoureuse sera menée. Les performances du contrôle par Backstepping et du ST-SMC seront évaluées et comparées à celles d'un contrôle PI classique, qui servira de référence, par le biais de simulations numériques détaillées. L'évaluation portera sur les critères clés suivants :

- La précision de la compensation harmonique, mesurée par la distorsion harmonique totale (THD). La rapidité et la qualité de la réponse dynamique du système face aux changements de charge.
- La robustesse du contrôle face aux perturbations externes et aux variations des paramètres du système.
- La qualité de la régulation de la tension du bus continu et, de manière critique, l'équilibre des tensions des condensateurs flottants.

Cette analyse comparative approfondie permettra d'identifier la stratégie de contrôle la plus adaptée pour garantir une qualité optimale de l'énergie et une robustesse accrue du système. Les filtres actifs de puissance basés sur les convertisseurs multiniveaux multicellulaire, ouvrant ainsi la voie à des implémentations industrielles plus fiables et performantes.

La thèse est organisée comme suit :

En premier lieu, ce travail pose les bases de notre étude en abordant la problématique générale de la pollution harmonique dans les réseaux électriques et les défis liés à sa mitigation. Nous y effectuons également une revue de littérature exhaustive sur les filtres actifs de puissance et les onduleurs multiniveaux, en particulier la topologie à condensateurs flottants, ainsi que les techniques de contrôle pertinentes. Par la suite, le système filtres actifs de puissances basées sur les convertisseurs multiniveaux multicellulaire triphasé à trois cellules est détaillé, en présentant sa modélisation mathématique et la conception des boucles de commande de base pour l'onduleur.

Nous procédons ensuite à l'implémentation et à l'analyse de la première approche de régulation, basée sur les contrôleurs proportionnel-intégral (PI) pour les filtres actifs de puissance basée sur les convertisseurs multiniveaux multicellulaire. Cette étape essentielle nous permet d'établir une base de comparaison solide et de quantifier précisément les lacunes de cette méthode en termes de performance dynamique, de rapidité de réponse et de robustesse face aux conditions réelles de fonctionnement.

Abordant les méthodes avancées, nous développons dans le chapitre suivant la commande par Backstepping. Cette approche de commande non linéaire, systématique et récursive, est appliquée pour assurer un contrôle précis et robuste des variables clés des filtres actifs de puissance basée sur les convertisseurs multiniveaux multicellulaire : les courants du filtre, la tension du bus continu, et particulièrement l'équilibrage des tensions des condensateurs flottants. La synthèse détaillée du régulateur et les résultats de simulation associés seront présentés pour démontrer son efficacité, soulignant sa capacité à gérer la stabilité et l'égalité de ces tensions, un défi majeur dans les architectures multicellulaires.

Dans la continuité de notre analyse des stratégies de commande robustes, nous introduisons ensuite la commande par modes glissants (SMC), en mettant un accent particulier sur sa variante d'ordre supérieur, le Sliding Mode Control (ST-SMC) [3]. Cette approche, synthétisée pour offrir une performance supérieure, est reconnue pour sa robustesse intrinsèque face aux incertitudes et aux perturbations, ainsi que pour sa capacité à atténuer le phénomène indésirable de "chattering" comparativement au SMC de premier ordre. Les résultats de simulation associés mettront en lumière sa capacité à gérer

efficacement les incertitudes et à assurer une convergence en temps fini, un atout majeur pour la dynamique du système.

Dans une optique d'évaluation exhaustive, nous procéderons ensuite à une étude comparative approfondie. Celle-ci mettra en parallèle les résultats de simulation des contrôleurs PI, Backstepping et ST-SMC, appliqués aux filtres actifs de puissance basés sur des convertisseurs multiniveaux multicellulaires. L'analyse des performances de chaque approche sera menée selon des critères rigoureux et clairement définis:

- Précision de compensation harmonique (THD).
- Rapidité de réponse aux transitoires.
- Robustesse vis-à-vis des variations de charge (changement brusque, déséquilibre) et des perturbations du réseau.
- Qualité de régulation de la tension du bus continu (DC) et des tensions des condensateurs flottants.

Cette comparaison rigoureuse permettra de mettre en évidence les avantages significatifs des approches non linéaires par rapport aux méthodes conventionnelles, avec un accent particulier sur la supériorité du ST-SMC pour les applications les plus exigeantes en termes de performance et de robustesse. Elle permettra également d'identifier la stratégie la plus adaptée pour garantir une qualité d'énergie optimale ainsi qu'une robustesse accrue des filtres actifs de puissance basés sur des convertisseurs multiniveaux multicellulaires.

Finalement, nous clôturerons notre thèse par une conclusion générale, dans laquelle seront récapitulées les contributions majeures de nos travaux, les principaux résultats obtenus, ainsi que les implications de ces apports pour le domaine de la qualité de l'énergie. Nous y présenterons également les perspectives de recherche futures, ouvrant ainsi la voie à de nouveaux développements.

Chapitre I

Contexte de la qualité de l'énergie, problématiques liés aux harmoniques et revue de la littérature sur les filtres actifs et les onduleurs multicellulaires.

I.1. Introduction

La qualité de l'énergie électrique dans les réseaux modernes constitue un enjeu majeur, en raison de la multiplication des perturbations affectant la sinusoïdité, la stabilité et la symétrie des tensions et des courants. Parmi ces perturbations, les harmoniques, générées principalement par les charges non linéaires et les convertisseurs électroniques de puissance, dégradent de manière significative la qualité de l'alimentation. Elles affectent non seulement le fonctionnement et la durée de vie des équipements, mais également la stabilité et l'efficacité globale du réseau [13], [23].

Pour répondre à cette problématique, les filtres actifs de puissance (FAP), notamment ceux reposant sur des convertisseurs multiniveaux tels que les onduleurs à condensateurs flottants, se sont imposés comme des solutions innovantes et particulièrement performantes. Grâce à leur capacité à assurer une compensation dynamique des composantes harmoniques, ils contribuent de manière déterminante à la protection des réseaux et à l'amélioration de la qualité énergétique.

Dans ce cadre, le présent chapitre vise à dresser un panorama exhaustif des sources et des effets des pollutions harmoniques dans les réseaux électriques, tout en présentant les normes internationales et les critères de qualité associés. Il introduit ensuite les principales technologies de filtrage, depuis les filtres passifs conventionnels jusqu'aux solutions les plus récentes en matière de filtres actifs multiniveaux. Une attention particulière est accordée aux convertisseurs multicellulaires (FCMLI), en raison de leur modularité, de leur flexibilité et de leurs performances de commande.

Enfin, le chapitre aborde les principales stratégies de commande appliquées aux filtres actifs de puissance basés sur des convertisseurs multiniveaux multicellulaires, en mettant en avant les approches modernes, robustes et adaptatives, capables d'améliorer la qualité de compensation harmonique tout en renforçant la fiabilité et la robustesse du système.

I.2. La dégradation de la qualité d'énergie dans les réseaux électriques

L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tension sinusoïdale. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants la fréquence, l'amplitude, et la forme d'onde qui doit être sinusoïdale. La symétrie du système triphasé est caractérisée en fait par l'égalité des modules des trois tensions et leurs déphasages relatifs.

La dégradation de la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques est un enjeu majeur pour les systèmes électriques modernes. Elle se manifeste par des perturbations telles que les harmoniques, les variations de tension, les interruptions momentanées ou encore les fluctuations de fréquence.

Les causes de cette dégradation sont multiples. L'intégration croissante des énergies renouvelables, comme l'éolien et le solaire, introduit une variabilité dans la production d'énergie, rendant plus complexe le maintien de la qualité. De plus, l'augmentation des charges non linéaires, telles que les appareils électroniques et les variateurs de vitesse, contribue à la génération d'harmoniques.

I.2.1 Problématique des harmoniques

Avec l'augmentation des charges non linéaires raccordées au réseau, la question des harmoniques est devenue très répandue. Ces charges génèrent une distorsion des courants et par conséquent des tensions, ce qui peut entraîner un dysfonctionnement des équipements connectés au réseau.

Les harmoniques causent divers problèmes [13], tels que la déformation des courants et des tensions, une dégradation du facteur de puissance, ainsi que des interférences dans les réseaux de communication voisins, particulièrement pour les harmoniques d'ordre élevé. Lorsque ces harmoniques se propagent le long des lignes de transmission vers la source, elles engendrent des pertes excessives par effet Joule, ainsi que du bruit ou des vibrations. C'est pourquoi il est essentiel de réduire voire éliminer ces harmoniques.

I.1.2.1. la déformation des formes d'ondes électriques

Les harmoniques peuvent être définies comme des composantes sinusoïdales d'une onde périodique ayant des fréquences multiples entières de celle de l'onde fondamentale. Lorsqu'ils sont additionnés, ils donnent lieu à une forme d'onde déformée. Par exemple, la figure I.1 illustre la forme d'onde déformée résultante de l'addition du terme fondamentale de fréquence 50 Hz avec les harmoniques d'ordre impair de degré 3,5,7,et 11[4]

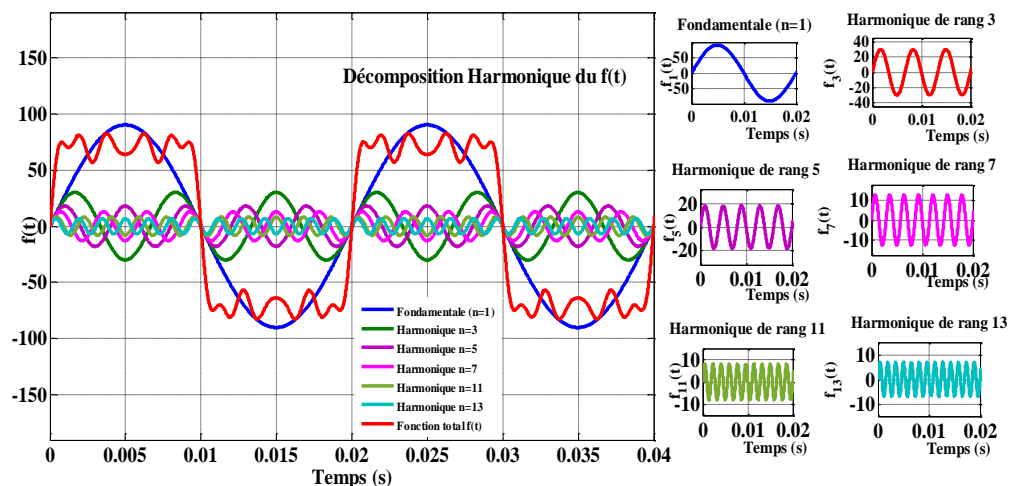


Figure I.1: Fondamentale et harmoniques dans un signal distordu.

1.1.2.2. Types des harmoniques

Les harmoniques se divisent particulièrement par leur ordre ; il existe des harmoniques de type pair ou impair. Les harmoniques d'ordre pair (2, 4, 6, ...) très fréquemment négligeables dans un milieu industriel, ils s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'une composante continue. Par contre, les harmoniques d'ordre impair (3, 5, 7...) sont souvent rencontrés sur un réseau électrique.

Dans les cas où il existe des changements périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs, on remarque qu'il existe d'autres types des composantes harmoniques :

Infra-harmoniques :

Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamentale : 10Hz, 20Hz.

Inter-harmoniques :

Ce sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas à des fréquences multiples de celle du fondamentale : 130Hz, 170Hz, 220Hz [24] .

L'arrangement des inter-harmoniques et des infra-harmoniques est présenté sur la figure I.2 :

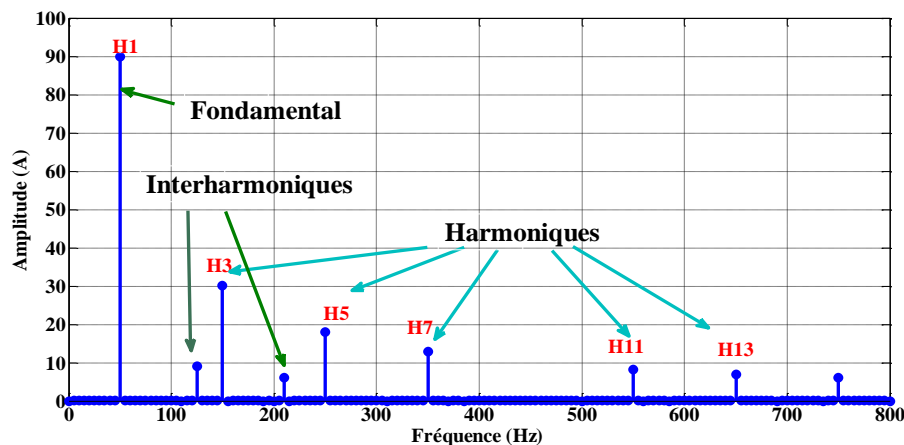


Figure I.2: Spectre des harmoniques et inter-harmoniques.

1.2.2. Origines de la pollution harmonique

Les convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques sont les sources d'harmoniques les plus gênantes du fait du nombre et de la puissance des dispositifs installés. On peut citer de manière non exhaustive :

- Les redresseurs monophasés et triphasés.
- Les gradateurs utilisés dans les entraînements.
- Les systèmes d'éclairages et de chauffage et les systèmes de conduite des réseaux.
- Les variateurs de vitesse électroniques constitués principalement d'un convertisseur statique et d'une partie électronique, destinés à commander la vitesse d'un moteur électrique.

Ces convertisseurs affectent aussi le facteur de puissance. Les ponts de diodes sont les plus présents sur les applications de puissance pour plusieurs raisons : ils sont non commandables, avec une durée de vie importante et un coût d'achat beaucoup plus faible que des solutions plus évoluées. Bien plus que les ordinateurs et autres téléviseurs, les redresseurs monophasés à diodes avec filtrage capacitif ont la particularité de générer les courants harmoniques de rang 3.

Ceux-ci sont particulièrement néfastes pour les réseaux électriques triphasés en raison des courants du neutre importants alors produits. Il en va de même pour les harmoniques de rangs multiple de 3, aussi connus sous l'appellation harmoniques séquence zéro.

Toutefois, en présence de charges non linéaires triphasées, équilibrées, symétriques et sans raccordement au neutre, il n'y a pas de génération de l'harmonique de rang 3, ni d'harmonique de rangs multiple de 3 [12]. Dans le cas de ponts monophasés, les charges symétriques ne génèrent pas d'harmoniques de rang pair. Le spectre étant en général décroissant, l'harmonique de rang 3 est donc l'harmonique prépondérant. Ainsi, pour les charges très répandues de type redresseur monophasé à diodes avec filtrage capacitif, l'harmonique de rang 3 peut atteindre 80 % du fondamental [25].

L'éclairage

L'éclairage, par lampes à décharge et tubes fluorescents, est générateur de courants

harmoniques. Le taux individuel d'harmonique 3 peut même dépasser 100 % pour certaines lampes fluo-compactes modernes, d'où une attention particulière à porter à la détermination de la section et de la protection du conducteur neutre qui, véhiculant la somme des courants d'harmoniques 3 des trois phases, risque un échauffement important.

Les fours à arc

Dans un four à arc à courant alternatif, l'arc est non linéaire, dissymétrique et instable, ce qui génère un spectre harmonique complexe composé de raies paires, impaires ainsi qu'un spectre continu (bruit de fond sur une large bande de fréquences). Le niveau des harmoniques dépend du type de four, de sa puissance et de la phase de fonctionnement (fusion, affinage, etc.). Seules des mesures expérimentales permettent de déterminer précisément le spectre.

Dans un four à arc à courant continu, l'arc est alimenté via un redresseur, ce qui le rend plus stable que dans le cas alternatif. Le courant absorbé présente alors un spectre similaire à celui d'un redresseur, accompagné d'un spectre continu de niveau plus faible que celui observé dans un four à courant alternatif

Les inductances saturées

De telles inductances ont leur impédance fonction de l'amplitude du courant qui les traverse, et de fait elles provoquent des déformations notables de ce courant. C'est le cas, dans une certaine mesure, des transformateurs à vide soumis à une surtension permanente.

Les machines tournantes

Les machines tournantes donnent des harmoniques de denture de rangs élevés et d'amplitudes souvent négligeables [26].

1.2.3. Effets des pollutions harmoniques

Les harmoniques déforment les formes d'onde, provoquent des échauffements, des pertes supplémentaires, des claquages d'isolants et des vibrations mécaniques. Ils entraînent ainsi une baisse de rendement, des dysfonctionnements et des coûts économiques importants (surdimensionnement, pertes de productivité, déclenchements)..

Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types [13] :

1.2.3.1 les effets instantanés ou à court terme :

- dysfonctionnements des dispositifs de commande ou de régulation (détection du passage par zéro, ...),
- pertes de précision dans les appareils de mesure (compteur d'énergie, instrumentation,...),
- vibrations dans les moteurs électriques alternatifs à cause des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques,
- vibrations, bruits acoustiques dans les transformateurs ou les inductances dus aux efforts électrodynamiques proportionnels aux courants harmoniques
- perturbations induites dans les liaisons par courant faible sous forme de bruits par couplage électromagnétique (contrôle-commande, télécommunication, téléphonie, réseaux locaux, ...).
- Interférences avec les systèmes de télécommande à distance utilisés par les distributeurs d'énergie,

- déclenchement intempestif des circuits de protection,
 - Effets de papillotement (flicker) au niveau des éclairages et des affichages des appareils électroniques

1.2.3.2 Les effets à long terme :

Les harmoniques provoquent plusieurs effets néfastes dans les réseaux électriques :

- Vieillesse prématurée des moteurs électriques dû aux pertes supplémentaires dans le cuivre et le fer, causées par la différence de vitesse entre les champs tournants harmoniques et le rotor.
- Échauffement des câbles et des équipements à cause des pertes Joule additionnelles, entraînant un déclassement du matériel et parfois un surdimensionnement des installations.
- Surchauffe du conducteur neutre, car les courants harmoniques de rang trois et leurs multiples s'additionnent dans le neutre au lieu de s'annuler comme le courant fondamental dans un système triphasé équilibré.
- Échauffement des condensateurs, dû aux pertes par conduction et par hystérésis dans le diélectrique, pouvant conduire à leur claquage.
- Pertes supplémentaires dans les transformateurs et inductances, causées par l'effet de peau, l'hystérésis et les courants de Foucault.
- Fatigue mécanique des équipements en raison des vibrations et des couples pulsatoires.
- Risque de résonance, notamment en présence de batteries de condensateurs, pouvant entraîner une amplification des harmoniques et des destructions matérielles.

En résumé, les harmoniques réduisent la performance, la fiabilité et la durée de vie des équipements électriques. [13].

1.3. Caractérisation et normes

1.3.1. Caractérisation des perturbations harmoniques

Un récepteur d'énergie électrique se comporte comme une charge polluante s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou et déséquilibrés ou consomme de l'énergie réactive. Les perturbations harmoniques sont caractérisées par le taux de distorsion harmonique *THD* de la tension ou du courant, par rapport à leurs ondes fondamentales respectives. Et la consommation de l'énergie réactive est évaluée par le facteur de puissance

Taux de distorsion harmonique

Le terme THD correspond au (Total Harmonic Distortion). Le THD représente le rapport entre la valeur efficace des harmoniques et la valeur efficace du fondamental. Le taux de distorsion harmonique est une notion très utilisée pour définir l'importance du contenu harmonique d'un signal alternatif.

Il existe deux sortes de THD : en tension (apparaît à la source) ou en courant (dû aux charges non linéaires) [24]. Lorsqu'il s'agit des harmoniques de courant, l'expression devient

$$THD_{I1} \% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \cdot 100 \quad (1.1)$$

Lorsqu'il s'agit des harmoniques de tension, l'expression devient :

$$THD_{V1}\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{50} V_h^2}}{V_1} \cdot 100 \quad (1.2)$$

Puissance active

La puissance active P d'un signal comportant des harmoniques est la somme des puissances actives dues aux tensions et courants de même rang. La décomposition de la tension et du courant en leurs composantes harmoniques nous donne :

$$P = \sum_{i=0}^{\infty} U_i I_i \cos \varphi_i \quad (1.3)$$

φ_1 étant le déphasage entre la tension et le courant de l'harmonique de rang i . En l'absence d'harmoniques, on retrouve bien l'expression

$$P = U_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (1.4)$$

Puissance réactive

La puissance réactive n'est définie que pour le fondamental, soit :

$$Q = U_1 I_1 \sin \varphi_1 \quad (1.5)$$

Puissance déformante

Considérons la puissance apparente S :

$$S = U_{eff} I_{eff} \quad (1.6)$$

En présence d'harmoniques, on peut écrire :

$$S^2 = (\sum_{i=0}^{\infty} U_i^2) (\sum_{i=0}^{\infty} I_i^2) \quad (1.7)$$

Par conséquent, en présence d'harmoniques, la relation $S^2 = P^2 + Q^2$ n'est pas valide. On définit la puissance de distorsion D [12] telle que : $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$ soit

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.8)$$

Facteur de puissance Vrai (FP)

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente (S).

$$PF = \frac{P}{S} \quad (1.9)$$

Quand la tension (le courant) est sinusoïdale ou pratiquement sinusoïdale, le facteur de puissance PF est défini par la formule :

$$PF = \cos \varphi_1 \quad (1.10)$$

Le facteur de distorsion (FD) (Distortion Factor)

Est un autre indicateur clé de la qualité de l'énergie lorsque des harmoniques sont présentes. Il peut être calculé de plusieurs manières, mais la plus courante est liée au rapport entre la puissance apparente fondamentale (S_1) et la puissance apparente totale (S).

Formule du Facteur de Distorsion (FD) :

$$FD = \frac{s}{s_1} \quad (I.11)$$

On peut également lier le Facteur de Puissance Vrai (**FP**) et au Facteur de Distorsion (**FD**) par la relation suivante [28] :

$$FP = FD * \cos\varphi_1 \quad (I.12)$$

I.3.2. Normes en vigueur concernant la distorsion harmonique

La distorsion harmonique détériore la qualité de l'énergie, réduit la fiabilité des équipements et affecte la stabilité du réseau. Pour limiter ces effets, des organismes internationaux comme l'IEEE et la CEI ont établi des normes fixant des seuils admissibles d'harmoniques dans les réseaux électriques..[28].

La norme IEEE 519-2014 est la référence la plus utilisée pour le contrôle des harmoniques dans les systèmes électriques. Elle fixe des limites précises pour les distorsions harmoniques de courant et de tension mesurées au point de couplage commun (PCC) entre le réseau et l'utilisateur, afin de garantir une bonne qualité de l'énergie et de protéger les installations. La norme distingue deux indicateurs principaux dans l'évaluation des harmoniques :

Le **THD_i** (Total Harmonic Distortion of current), qui représente la distorsion harmonique instantanée relative au courant fondamental mesuré en temps réel.

Le TDD (Total Demand Distortion), qui est la distorsion harmonique relative au courant fondamental à la pleine charge nominale du site. Le TDD est ainsi toujours inférieur ou égal au **THD_i**, avec égalité uniquement à pleine charge.

L'évaluation des limites d'harmoniques de courant est fonctionnelle sur le rapport (I_{sc}/I_L), où (I_{sc}) représente le courant de court-circuit au PCC et (I_L) le courant de charge maximale. Ce rapport traduit la « robustesse » du réseau électrique et influe directement sur les seuils tolérés pour la distorsion harmonique[28]. Les limites recommandées par la norme IEEE 519-2014 pour les réseaux de distribution inférieurs à 69 kV sont résumées dans les tableaux suivants :

Tension au PCC	Limites harmonique individuelle (%)	Limite de distorsion harmonique totale (THD_v) (%)
≤ 1 kV	5.0	8.0
1 kV < V ≤ 69 kV	3.0	5.0
69 kV < V ≤ 161 kV	1.5	2.5
> 161 kV	1.0	1.5

Tableau I.1 : Limites des distorsions harmoniques de tension au PCC

Rapport (I_{sc}/I_L)	Ordres harmoniques $3 \leq h < 11$ (%)	$11 \leq h < 17$ (%)	$17 \leq h < 23$ (%)	$23 \leq h < 35$ (%)	$35 \leq h \leq 50$ (%)
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3
$20 < I_{sc}/I_L \leq 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5
$50 < I_{sc}/I_L \leq 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7
$100 < I_{sc}/I_L \leq 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4

Tableau I.2 : Limites des distorsions harmoniques de courant selon le rapport (I_{sc}/I_L)

D'autres normes sont résumées ci-dessous [29] :

• **CEI 61000-3-2 :**

Spécifie les limites d'émission du courant harmonique. Elle est applicable aux équipements électriques et électroniques ayant un courant d'entrée jusqu'à 16 A par phase et destinés à être connectés à des réseaux publics de distribution basse tension.

• **CEI 61000-3-4 :**

Elle est applicable aux équipements électriques et électroniques ayant un courant d'entrée supérieur à 16 A par phase et destinés à être connectés à des réseaux publics de distribution basse tension.

• **CEI 61000-3-12 :**

Les recommandations de cette norme sont applicables aux équipements électriques et électroniques avec un courant d'entrée nominal supérieur à 16 A, jusqu'à 75 A par phase et destinés à raccordement aux réseaux publics de distribution AC basse tension.

• **La CEI 61000-3-6 :**

Etablit les niveaux de planification pour les réseaux MT et HT ainsi que les conditions de connexion des charges perturbatrices produisant des harmoniques.

Ces recommandations assurent une gestion adaptée et une compensation efficace des harmoniques dans les réseaux de distribution. Elles favorisent la protection des équipements, la réduction des pertes et contribuent à une meilleure stabilité du réseau. L'application stricte de ces normes est essentielle pour garantir la compatibilité électromagnétique et la pérennité des systèmes électriques modernes

I.4. Solutions actives pour l'atténuation des harmoniques

Les solutions actives corrigent dynamiquement les harmoniques en temps réel, offrant plus de flexibilité et d'efficacité que les filtres passifs limités à certaines fréquences. La solution la plus efficace pour améliorer la qualité de l'alimentation est l'utilisation des filtres pour réduire les harmoniques. L'idée de base d'utiliser un filtre est expliquée dans la Figure I.3, où le filtre injecte un courant qui compense les harmoniques du courant de charge [3], [13].

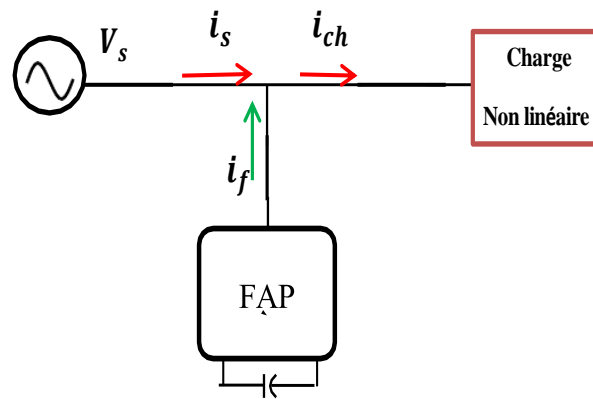


Figure I.3: Opération de base d'un filtre actif

Les différents filtres présents dans la littérature sont classés en trois types de base : filtres actifs, filtres passifs et filtres hybrides. Chaque type à sa propre sous-classification comme le montre la figure I.4 :

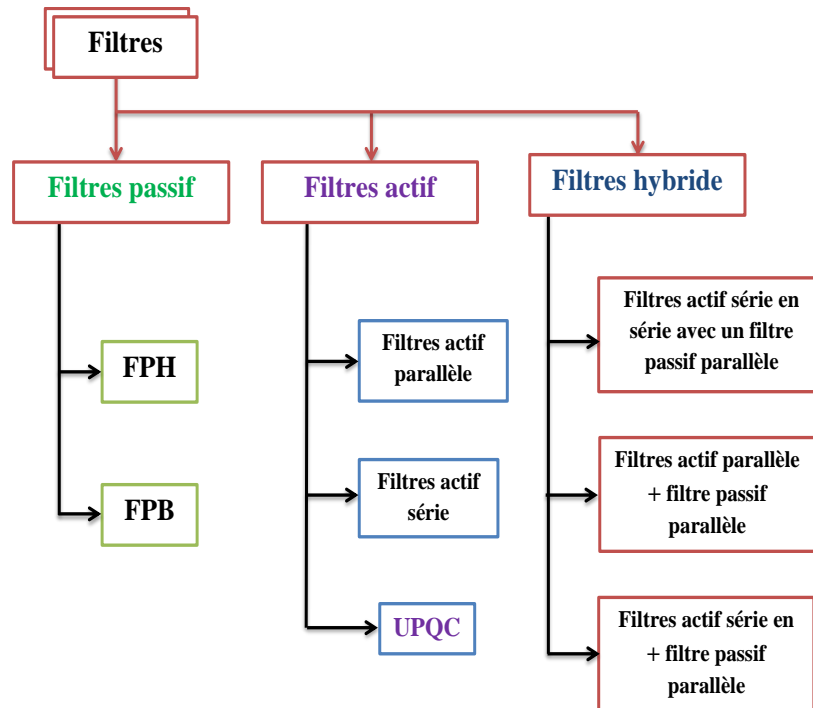


Figure I.4: Classification des filtres

I.4.1. Filtres passifs de puissance

Les filtres passifs de puissance sont utilisés pour filtrer un ordre particulier des harmoniques, et ont le problème de la résonance parallèle. Ces filtres sont constitués d'éléments passifs tels que les condensateurs, les inductances et les résistances. Ils sont largement utilisés en raison de leur faible coût. Les filtres passifs fournissent également une puissance réactive en dehors du filtrage des harmoniques. La performance de ces filtres dépend fortement de l'impédance du système. Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur la figure I.5 [30]:

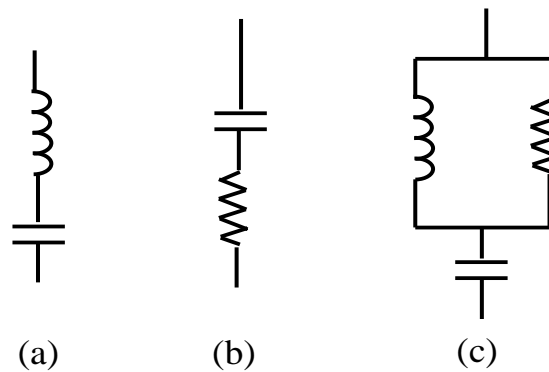


Figure I.5: Filtre passe bande (a), passe haut 1er ordre (b), passe haut 2eme ordre

I.4.1.1. Avantages des filtres passifs

Bien que les filtres passifs n'éliminent pas les harmoniques dans une grande plage, néanmoins, il est utilisé en raison de certaines caractéristiques importantes qui sont décrits comme suit :

Ils sont plus simples à configurer et à construire ;

Ils possèdent un faible coût initial et de maintenance (par rapport au filtre actif).

I.4.1.2. Inconvénients des filtres passifs

Certains inconvénients majeurs des filtres passifs sont cités ci-dessous :

- La propriété et les caractéristiques du filtre dépendent de l'impédance de la source qui sont soumises à des variations dues à une condition externe ;
- L'état de résonance dans le filtre peut créer un problème avec les charges et le réseau, entraînant des fluctuations de tension ;
- Il est fondamentalement capable d'enlever certaines composantes harmoniques particulières par le raccordement chaque fois que l'ampleur de cette composante harmonique est constante et le facteur de puissance PF du système est faible;
- La réponse du filtre est statique, c'est-à-dire, si la variation de charge introduit de nouvelles composantes harmoniques, le filtre doit être redessiné, ce qui augmente les coûts de maintenance et d'exploitation du filtre ;
- Les problèmes de déséquilibre de la charge ne peuvent pas être résolus.

Face à ces limites et grâce aux avancées technologiques dans les semiconducteurs tels que les thyristors GTO et les transistors IGBT, les filtres actifs de puissance ont été développés. Ces derniers offrent une solution dynamique, générant des courants ou tensions harmoniques pour garantir un réseau électrique sinusoïdal, souvent avec un facteur de puissance unitaire. Cette innovation marque une évolution significative dans la gestion des harmoniques et la qualité de l'énergie.

1.4.2. Filtres actifs de puissance

Bien que le progrès dans la technologie des dispositifs à semi-conducteurs ait conduit à une augmentation des distorsions harmoniques dans les réseaux de distribution, il a également apporté des solutions potentielles au problème. La méthode de filtrage actif est relativement une nouvelle technique d'élimination des harmoniques du courant de la ligne. Le premier filtre actif a été conçu dans les années 70 grâce au développement des composants de l'électronique de puissance comme les thyristors et les transistors (IGBT).

Les filtres actifs de puissance sont composés d'un onduleur connecté au réseau et un système de contrôle et de commande. Le principe du filtre actif est d'injecter des courants/tensions de même amplitude que les harmoniques générées par la charge non linéaire avec un déphasage de 180 degrés afin d'annuler les harmoniques générées.

Le filtrage actif offre plusieurs avantages par rapport aux filtres passifs présentés précédemment. Ces avantages peuvent être résumés comme suit :

- Le volume physique du filtre est réduit.
- La capacité de filtrage est supérieure.
- Le filtre actif peut ajuster dynamiquement l'impédance qu'il présente au système ce qui offre une amélioration significative en termes de flexibilité et d'adaptabilité.

Cependant, le filtrage actif présente quelques inconvénients par rapport au filtrage passif, principalement le coût élevé de son implantation. Les filtres actifs peuvent être classés en fonction du type du convertisseur, de la topologie et du nombre de phases.

Le type du convertisseur peut être un onduleur de courant (Current Source Inverter (CSI)) ou un onduleur de tension (Voltage Source Inverter (VSI)). L'utilisation du VSI est généralement favorisée grâce à sa haute efficacité et son coût initial réduit. La topologie peut être parallèle (shunt), série ou une combinaison des deux (filtre parallèle-série) [3], [31].

1.4.2.1. Le filtre actif série

Ce filtre est utilisé pour compenser les distorsions de tension dans le réseau électrique. Il se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux perturbations de la tension (harmoniques, déséquilibres, creux), ce qui permet de protéger la charge des imperfections de la tension du réseau (voir figure 1.6).

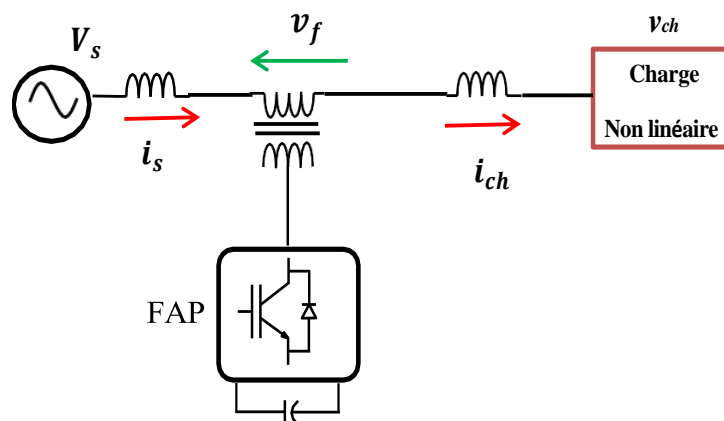


Figure 1.6: Schéma bloc d'un filtre actif série.

1.4.2.2. Le filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle (FAP), tel que présenté sur la figure 1.7, se connecte en parallèle avec le réseau de distribution. Il injecte en temps réel des composantes de courants opposées aux composantes harmoniques. Il se comporte donc comme une source de courant qui sert à compenser les courants harmoniques générées par les charges non linéaires connectées au réseau [32], [33], [34].

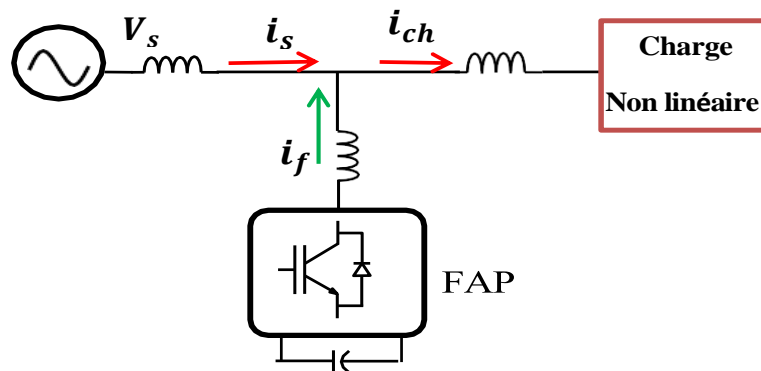


Figure 1.7: Schéma bloc d'un filtre actif parallèle.

1.4.2.3. Le filtre actif parallèle-série

Cette topologie consiste à l'association des filtres actifs parallèle et série (figure 1.8), ce qui permet de bénéficier des avantages des deux types de filtres. Il s'agit donc d'une solution universelle permettant la compensation des perturbations du courant et de la tension.

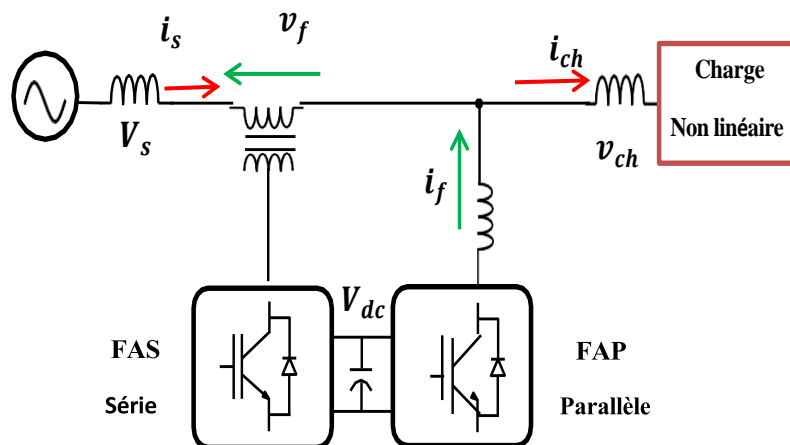


Figure 1.8: Schéma bloc du filtre parallèle-série.

La disposition selon le nombre de phases du FAP, il existe principalement deux types :
Système à deux fils (monophasé) [35] ;

Système triphasé à trois ou quatre fils [36].

Cependant, les filtres actifs monophasés sont généralement limités aux applications de faible puissance [35]. Tandis que, les filtres actifs triphasés sont utilisés pour les charges non linéaires à haute puissance telles que les variateurs de vitesse et les convertisseurs AC/DC.

Le Tableau 1.3 ci-dessous résume les avantages et les inconvénients des trois topologies des

Le FAP produira des composantes harmoniques à la même fréquence et en opposition de phase aux distorsions mesurées. Il peut compenser les courants harmoniques générés par la charge non linéaire, tout en s'adaptant aux variations des harmoniques. Cependant, la compensation des harmoniques de tension avec cette méthode n'est pas toujours évidente [37].

Topologie	Filtre actif série	Filtre actif parallèle	Filtre actif parallèle-série
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> Amélioration de la forme de la tension Adaptabilité aux variations de la charge et du réseau 	<ul style="list-style-type: none"> Amélioration de la forme du courant Adaptabilité aux variations de la charge et du réseau 	<ul style="list-style-type: none"> Amélioration de la forme du courant. Amélioration de la forme de la tension. Adaptabilité aux variations de la charge et du réseau.
Inconvénients	Pas d'amélioration de la forme du courant	Amélioration de la forme de la tension n'est pas toujours évidente.	Réalisation difficile.

Tableau I. 3: Comparaison des topologies des filtres actifs.

1.4.2.4. Filtres hybrides

Les filtres hybrides de puissance sont conçus par la combinaison de deux filtres actifs et passifs. Ils offrent ainsi les avantages des filtres actifs et passifs. Il existe en fait différentes combinaisons comme suit [38], [39], [40]:

- Filtre actif parallèle avec Filtre passif parallèle ;
- Filtre actif série avec filtre passif parallèle ;
- Filtre actif série en série avec filtre passif parallèle.

Chaque configuration de ce filtre est montrée ci-dessous dans les figures I.9, figures I.10 et figure I.11 :

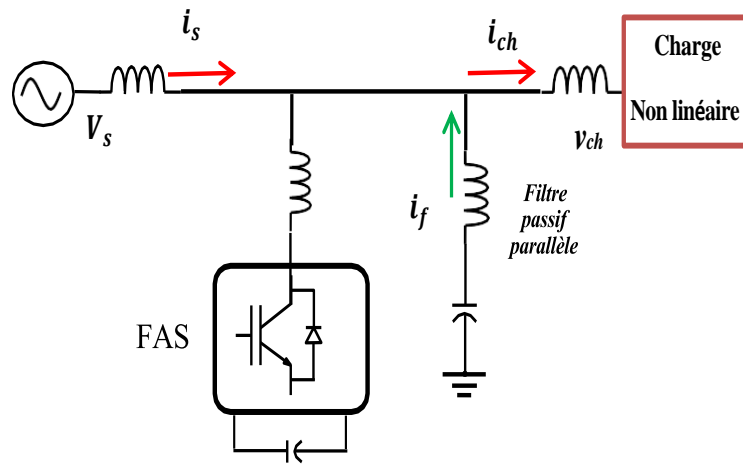


Figure I.9: Topologie d'un filtre actif parallèle avec Filtre passif parallèle.

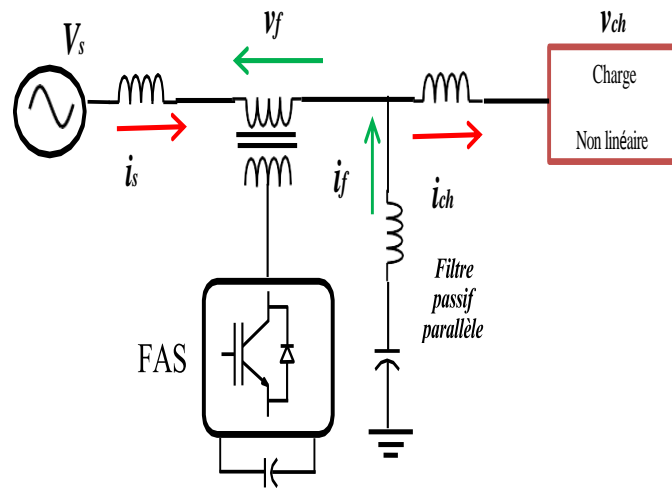


Figure I.10: Topologie d'un filtre actif série avec filtre passif parallèle.

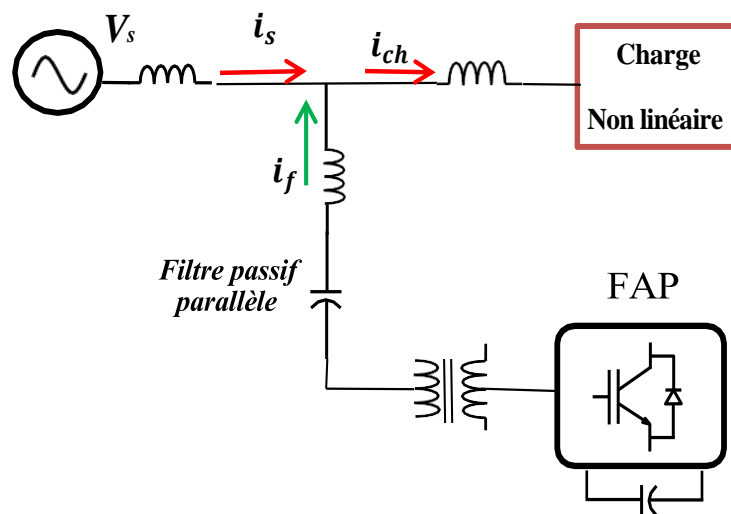


Figure I.11: Filtre actif série en série avec filtre passif parallèle.

Vu que les normes de la qualité d'énergie présentées précédemment sont plutôt portées sur la compensation des harmoniques de courant, et grâce aux bonnes performances obtenues par le FAP [37], nous avons choisi cette topologie pour notre étude de compensation des harmoniques. Le filtrage actif parallèle, malgré quelques contraintes de coût, reste l'une des méthodes les plus étudiées et les plus développées pour la compensation des distorsions dans les réseaux électriques basse tension [36]. Dans la prochaine section, le filtre actif parallèle (FAP) sera étudié en détail.

Le FAP est la forme la plus utilisée des filtres actifs pour l'élimination des harmoniques dans les installations électriques grâce à ces bonnes performances [41]. Dans la présente section, nous présentons la structure générale et le principe de fonctionnement d'un FAP appliquée à un réseau électrique triphasé à trois fils.

I.5. Évolution des filtres actifs

Les premières générations de FAP utilisaient des onduleurs à deux niveaux (2L-VSI) [42], comme interface de conversion. Leur principe repose sur l'injection d'un courant filtre $i_f(t)$ destiné à annuler les composantes harmoniques du courant de charge $i_l(t)$ fin que le courant de source $i_s(t)$ reste sinusoïdal :

$$i_s(t) = i_l(t) - i_f(t) \quad (I.13)$$

Cependant, l'augmentation des niveaux de tension et de puissance a rapidement révélé les limites de ces topologies : une distorsion harmonique totale (THD) élevée, des pertes accrues et des contraintes importantes sur les semi-conducteurs, notamment à cause de la commutation élevée et des tensions supportées [43].

Les limites des onduleurs à deux niveaux ont favorisé le développement des convertisseurs multiniveaux, qui offrent une réduction significative du THD, une meilleure qualité de tension et une diminution du stress sur les composants. Ils représentent ainsi une solution prometteuse pour les filtres actifs, notamment en haute puissance et haute tension.

De nombreux travaux de recherche ont donc porté sur leur intégration dans les filtres actifs, abordant la conception, la modélisation et les stratégies de commande. Une revue de littérature permet de mettre en évidence leurs performances, avantages et limites.

I.5.1. Revue de littérature sur les convertisseurs multiniveaux utilisées dans les filtres actifs

Les convertisseurs multiniveaux se sont imposés comme une avancée majeure dans la commande des filtres actifs. En fractionnant la tension d'entrée en plusieurs niveaux, ils permettent de réduire la distorsion harmonique générée par les onduleurs, améliorant ainsi la qualité du signal de sortie et diminuant les contraintes sur les composants de puissance.

De nombreuses topologies de convertisseurs multiniveaux sont utilisées dans les filtres actifs parallèles, chacune contribuant à l'amélioration de la qualité de l'énergie de différentes manières. Ces topologies sont en constante évolution, les principaux types des convertisseurs multiniveaux [44] :

- Les Convertisseurs à Diodes de Blocage «Neutral Point Clamped» (NPC) ou Diode Clamped Multilevel Inverter (DCMLI)
- Les convertisseurs à condensateurs flottants «Convertisseur multicellulaire» ou Flying Capacitor Multilevel Inverter (FCMLI)
- Les Convertisseurs à Ponts en H en Cascade ou Cascaded H-Bridge Inverter (CHBI) [45].

1.5.1.1. Le Convertisseur à Diodes de Blocage (Diode Clamped Inverter) (NPC)

Il s'agit de l'une des topologies les plus anciennes et les plus utilisées elle a été introduite pour la première fois par A. Nabae et H. Akagi en 1981. Dans cette topologie, les diodes servent à répartir la tension d'alimentation entre les composants. Elles sont reliées au point milieu capacitif. Un onduleur NPC à n niveaux contient $(n - 1)$ interrupteurs et $(n - 2)$ diodes de bouclage pour chaque bras. La figure I.12 illustre un bras d'un convertisseur NPC triphasé à trois niveaux.

Elle utilise des diodes pour diviser la tension continue totale en plusieurs niveaux, ce qui réduit la contrainte de tension sur chaque interrupteur de puissance. Cette topologie est particulièrement appréciée pour les applications de filtres actifs à un petit nombre de niveaux (3 ou 5) en raison de sa relative simplicité. Cependant, sa complexité et la difficulté d'équilibrage des tensions des condensateurs augmentent avec le nombre de niveaux [46].

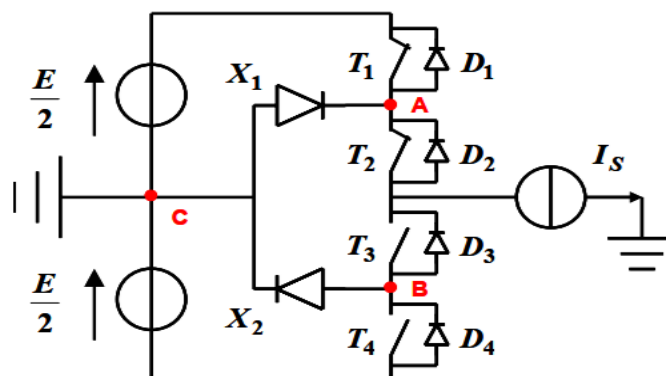


Figure I.12: Un bras d'un convertisseur NPC triphasé à trois niveaux [47]

La topologie Neutral Point Clamped inverter (NPC) se distingue par la capacité de ses interrupteurs à bloquer seulement la moitié de la tension du bus continu, ce qui améliore le rendement et la qualité de la forme d'onde tout en permettant une commande relativement simple et l'utilisation d'un bus continu commun aux trois phases.

Toutefois, pour les applications de forte puissance et au-delà de trois niveaux, elle présente certaines limites telles que l'augmentation des contraintes sur les diodes de clamping, la complexité accrue de la conception et la difficulté d'équilibrage des condensateurs. Malgré cela, le NPC à trois niveaux reste largement utilisé dans les systèmes de compensation grâce à son bon facteur de puissance.

I.5.1.2. Le Convertisseur à Ponts en H en Cascade (Cascaded H-Bridge Inverter - CHBI)

En 1975, les auteurs ont proposé un convertisseur multi niveaux en cascade qui consistait en la mise en série de plusieurs ponts à deux niveaux monophasé ; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées [48].

La figure I.13 illustre le schéma de base d'un convertisseur multiniveaux en cascade (Cascaded H-Bridge), constitué par la mise en série de plusieurs ponts H à deux niveaux. La tension de sortie est obtenue par la somme des tensions générées par chaque cellule.

Une variante, dite structure polygonale, associe plusieurs ponts monophasés alimentés par une même source continue, avec un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont pour connecter les tensions alternatives. L'onduleur multiniveaux en cascade, utilise plusieurs sources continues indépendantes pour synthétiser une tension alternative à plusieurs niveaux. Il offre une conception modulaire, facilite la maintenance et l'extension du nombre de niveaux, et ne nécessite ni diodes de clamping ni condensateurs flottants.

Cependant, en triphasé, il requiert un nombre plus élevé d'interrupteurs, l'équilibrage des sources continues et un câblage plus complexe.

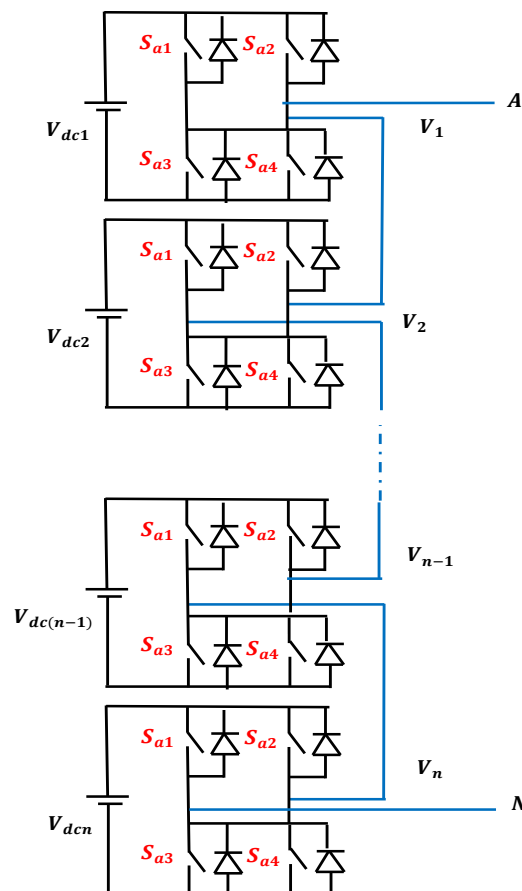


Figure I.13: Un bras d'un convertisseur N niveaux en cascade

I.5.1.3. Le convertisseur multicellulaire multiniveaux

Le convertisseur multicellulaire ou le convertisseur à condensateurs flottants, est une structure dans laquelle les deux diodes de calage du convertisseur NPC ont été remplacées par un condensateur. Cette topologie est apparue en 1992 à la suite d'un brevet déposé par T. Meynard et H. Foch [47], [49].

Cet convertisseur r est obtenu par le raccordement de cellules à condensateurs de bouclage. Les modes de fonctionnement sont les mêmes que pour la topologie NPC. Pour un onduleur à condensateurs flottants de n niveaux, chaque bras doit comprendre $(2n - 2)$ interrupteurs et $(n - 2)$ condensateurs. Cette topologie élimine certains inconvénients de la NPC, notamment en assurant un meilleur équilibre des tensions supportées par les interrupteurs [50].

Les convertisseurs multicellulaires à condensateurs flottants (FCMLI) utilisent principalement deux modes de connexion des cellules : série et parallèle [51].

FCMLI en série :

Dans cette configuration, les différentes cellules, chacune équipée de ses condensateurs flottants et interrupteurs, sont reliées bout à bout. L'objectif est d'additionner les tensions produites par chaque cellule afin d'obtenir une tension de sortie plus élevée. Ce mode est typiquement utilisé pour des applications à haute tension, comme les réseaux électriques ou les moteurs industriels de forte puissance. Le montage en série permet d'atteindre des niveaux de tension importants tout en limitant la contrainte exercée sur chaque cellule.

FCMLI en parallèle :

Ici, les cellules sont connectées en parallèle sur une même ligne d'alimentation. Cela vise à augmenter la capacité en courant, donc la puissance délivrée, tout en maintenant la même tension de sortie. Ce mode est adapté pour des applications nécessitant un courant élevé à une tension modérée. L'utilisation d'une connexion parallèle permet de répartir la charge et de réduire les pertes de puissance [52].

FCMLI hybrides :

Les convertisseurs à condensateurs flottants hybrides série-parallèle permettent de gérer hautes tensions et forts courants tout en offrant un équilibrage automatique, une modularité élevée et une bonne qualité de tension. Toutefois, ils nécessitent de nombreux condensateurs haute tension, sont peu tolérants aux pannes et peuvent générer des résonances parasites..

I.5.1.4 Autres topologies

Outre les trois topologies de base précédemment évoquées, plusieurs autres topologies de convertisseurs multiniveaux ont été proposées. La majorité de ces dernières reposent sur des circuits « hybrides », c'est-à-dire des combinaisons de deux topologies de base ou des variations légères de celles-ci. Ces topologies comprennent (Figure I.14):

- Capacités flottantes avec cellules imbriquées (H-NPC)
- Topologie NPC, incluant NPC en cascade, (HNPC) et 3N-ANPC [53].

- Topologie cascaded (H), comprenant la MMC (démipont cascadée) [45] , pont H en cascade, sources DC égales et inégales
- Topologies hybrides, comme la combinaison NPC + pont H et FC + pont H.

Ces topologies hybrides visent à optimiser la qualité de la tension de sortie, la simplicité de commande, la réduction des pertes et la fiabilité globale des convertisseurs multiniveaux dans diverses applications industrielles et de production d'énergie.

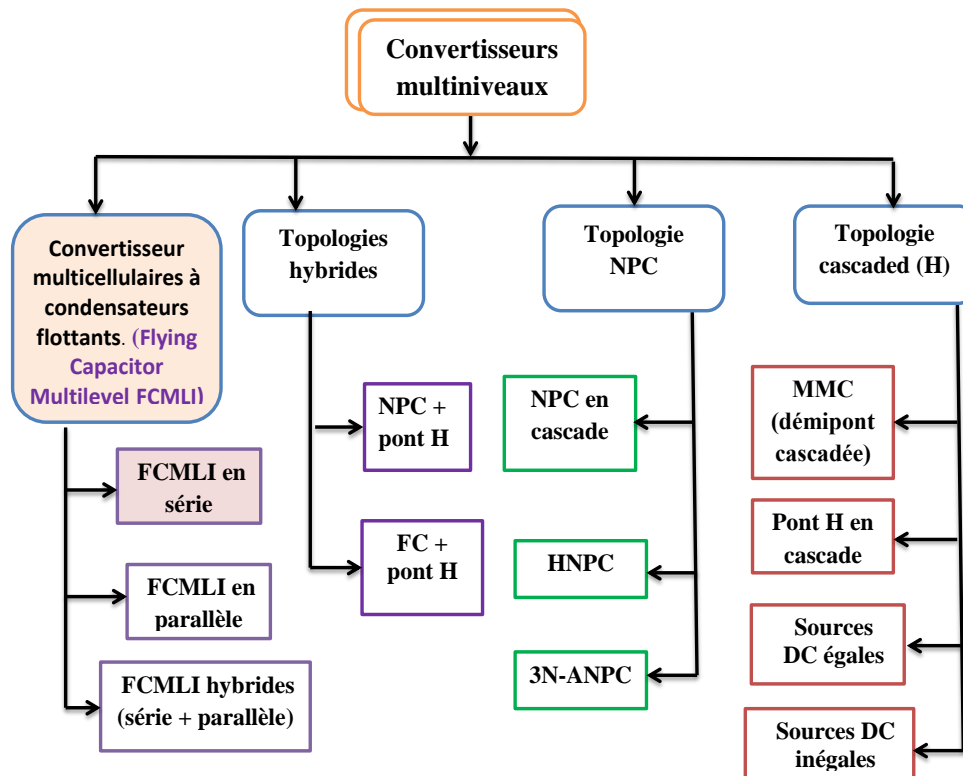


Figure I.14: classification des convertisseurs multiniveaux H-NPC

La topologie H-NPC combine des condensateurs flottants, pour un meilleur équilibrage automatique des tensions, et des cellules imbriquées, pour plus de modularité et de niveaux. Elle améliore la répartition des contraintes et la qualité de l'onde, et est utilisée dans les filtres actifs et les systèmes de conversion d'énergie haute performance. [54], [55], [56].

N-ANPC Le convertisseur Clampé Activement par le Neutre

(Three-Level Active Neutral Point Clamped), c'est une topologie d'onduleur multiniveaux qui combine les avantages des convertisseurs NPC classiques et des convertisseurs TNPC (Three-Level Neutral Point Clamped actifs) [57].

NPC en cascade, (HNPC)

La topologie NPC en cascade (HNPC) met en série plusieurs onduleurs NPC, chaque étage ayant sa propre source continue. Elle augmente le nombre de niveaux de sortie,

améliore la qualité de l'onde et combine les avantages du NPC classique et de la modularité en cascade, convenant aux applications moyenne et haute puissance comme les filtres actifs, la compensation de puissance et les entraînements industriels.

3N-ANPC (Three-Level Active Neutral Point Clamped)

La topologie 3N-ANPC remplace les diodes des onduleurs NPC classiques par des interrupteurs actifs, améliorant la répartition thermique, réduisant les pertes et équilibrant mieux les tensions au neutre. Elle est adaptée aux applications industrielles moyenne et haute puissance, comme les entraînements de moteurs et les systèmes d'énergie renouvelable. [58].

MMC « Convertisseur Modulaire Multiniveaux » (Modular Multilevel Converter)

Le MMC est un onduleur multiniveaux composé de sous-modules (condensateur + interrupteurs) montés en série dans chaque bras. En configuration demi-pont en cascade, chaque bras est formé de demi-ponts générant des niveaux de tension discrets.

Il offre une haute qualité de tension, un faible taux d'harmoniques et une grande modularité, et il est utilisé en haute puissance (HVDC, entraînements, énergies renouvelables).

Pont H en cascade

La topologie pont H en cascade aligne plusieurs convertisseurs monophasés, chacun fournissant trois niveaux. Cette architecture modulable et simple améliore la qualité de la tension de sortie et réduit le besoin de filtres, ce qui la rend adaptée aux systèmes industriels exigeant une puissance de haute qualité.

Sources DC égales

Dans cette configuration, les sources d'alimentation continue (DC) de chaque module ou pont H présentent la même valeur nominale. Cette homogénéité simplifie la conception, l'équilibrage des tensions et la commande globale du convertisseur. Elle garantit une meilleure symétrie des signaux produits et minimise les déséquilibres dans le système de conversion.

Sources DC inégales

À l'inverse, cette approche utilise des sources DC différentes alimentant chaque module, soit en tension, soit en capacité. Cela permet d'obtenir un plus grand nombre de niveaux de tension en sortie avec un nombre réduit de modules. Cependant, cette complexité accrue requiert des stratégies sophistiquées pour l'équilibrage et la gestion des tensions, ce qui complique la commande mais offre une résolution supérieure du signal de sortie.

NPC + pont H

La commande prédictive modélisée (MPC) repose sur un modèle discret du système pour prédire son évolution et minimiser une fonction de coût. Celle-ci tient compte de l'erreur de suivi du courant de compensation et des variations de la commande. À chaque instant, la

MPC sélectionne le vecteur de commande optimal parmi un ensemble fini, en conciliant performance et complexité de calcul.

FC + pont H

Cette topologie hybride combine un onduleur à cellules volantes (Flying Capacitor) avec un onduleur pont H en cascade. Les cellules volantes utilisent des condensateurs flottants pour équilibrer automatiquement les tensions et générer des niveaux multiples. Associé au pont H cascadié, ce système offre une grande modularité, une meilleure qualité de tension et une dynamique de commande améliorée, tout en maîtrisant la complexité matérielle.

1.5.2. Avantages et caractéristiques du convertisseur multicellulaire

Le convertisseur multicellulaire à condensateurs flottants (FCMLI) présente plusieurs avantages et caractéristiques qui en font une solution particulièrement adaptée pour les applications de filtrage actif et de conversion d'énergie [3].

1.5.2.1. Production d'une onde quasi sinusoïdale

Le FCMLI est capable de générer un grand nombre de niveaux de tension grâce à ses condensateurs intermédiaires. Cette capacité permet d'obtenir une onde de sortie avec une distorsion harmonique totale (THD) très faible, ce qui améliore la qualité de l'énergie et la stabilité des réseaux où il est intégré. [49]

1.5.2.2. Équilibrage naturel des tensions

Contrairement aux convertisseurs à diode clampée (DCMLI), qui nécessitent un équilibrage actif complexe des tensions, le FCMLI bénéficie d'un équilibrage quasi autonome lié à la charge et décharge naturelle des condensateurs flottants durant le fonctionnement. Cette propriété réduit la complexité de la commande et simplifie la mise en œuvre matérielle [47].

1.5.2.3. Flexibilité dans les techniques de modulation et commande

Le FCMLI permet diverses techniques de modulation (vectorielle, PWM) adaptées aux multiples niveaux, optimisant la commutation, réduisant les pertes et le stress sur les interrupteurs, tout en facilitant l'intégration dans les systèmes de compensation harmonique et de contrôle de puissance réactive. [5].

1.5.2.4. Modularité et tolérance aux fautes

La conception modulaire du FCMLI lui confère une tolérance aux défauts élevée grâce à la modularité: en cas de défaillance d'une cellule (composée de condensateurs et de commutateurs), le système peut maintenir la continuité du flux de puissance par redondance, ce qui est crucial dans les applications industrielles critiques, comme les systèmes d'énergies renouvelables ou de stockage d'énergie [44].

1.5.2.5. Complexité et défis de contrôle

L'augmentation du nombre de niveaux entraîne une complexité accrue dans la gestion des tensions et la stratégie de commande. Des méthodes avancées telles que les contrôleurs à

mode glissant ou adaptatifs sont employées pour garantir stabilité, robustesse et durabilité des composants dans des environnements dynamiques.

1.5.2.6. Applications spécifiques

Le FCMLI est très apprécié dans les applications monophasées et triphasées requérant une haute qualité d'onde et une grande flexibilité de contrôle. Par rapport à des topologies telles que le Cascaded H-Bridge Inverter (CHBI) ou le Modular Multilevel Converter (MMC), plus adaptés aux très hautes puissances, le FCMLI conserve un avantage dans les contextes où la simplicité matérielle et la robustesse sont prioritaires

Cette thèse étudie le convertisseur multicellulaire pour ses performances dans la réduction des harmoniques et l'amélioration de la qualité d'énergie. Associé aux filtres actifs parallèles, il permet une compensation dynamique efficace des harmoniques. Une revue de littérature est ensuite présentée afin d'analyser les principales stratégies de commande existantes, d'en identifier les avantages et limites, et de dégager les perspectives menant aux approches robustes proposées dans ce travail.

1.5.3. Revue de littérature sur Stratégies de commande des filtres actifs parallèles basés sur convertisseur multicellulaire

Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature afin d'améliorer le suivi du courant de compensation, la stabilité des filtres actifs parallèles basés sur convertisseur multicellulaire, et la fiabilité des condensateurs flottants, tout en minimisant la distorsion harmonique.

1.5.3.1. Commande Prédictive (MPC)

La MPC prévoit le comportement du système pour suivre précisément le courant, répondre rapidement et réduire la fréquence de commutation, prolongeant ainsi la durée de vie des interrupteurs. [8], [9],[59], [60].

1.5.3.2. Théorie de la Puissance Instantanée et Linéarisation Exacte

Cette approche dissocie les composantes actives et réactives du courant instantané afin d'obtenir une compensation précise. La linéarisation exacte convertit les équations non linéaires en un modèle linéaire contrôlable, ce qui permet un suivi performant du courant et une gestion efficace des tensions des condensateurs flottants [14].

1.5.3.3. Annulation Parfaite des Harmoniques (PHC)

Le contrôle PHC génère un courant exact pour neutraliser les harmoniques de charge, abaissant ainsi le THD à des niveaux très bas, ce qui permet d'optimiser la qualité du réseau électrique [15]

1.5.3.4. Intelligence Artificielle (IA)

Les réseaux de neurones artificiels (ANN) et réseaux de Petri sont utilisés pour leur capacité à gérer la complexité et la non-linéarité des systèmes, grâce à des algorithmes d'optimisation tels que la « swarm optimization ». Ces approches offrent une commande adaptative qui s'ajuste aux variations du système [16], [17], [18], [61].

I.5.3.5. Contrôle Backstepping

Selon [19] et [62] la méthode Backstepping, reposant sur une commande non linéaire robuste, offre une meilleure gestion des non-linéarités et perturbations par rapport aux régulateurs classiques PI. Elle assure un suivi précis du courant de compensation avec une meilleure réponse dynamique et une forte robustesse aux variations des charges et des tensions.

Le contrôleur PI, plus simple à implémenter, tend à présenter une performance moindre face aux perturbations, avec une réponse plus lente et des dépassements plus importants [19], [62].

I.5.3.6. Commande Tolérante aux Défauts (FTC)

Les stratégies FTC améliorent la robustesse en cas de défaillance des condensateurs flottants, détectant et compensant automatiquement les défauts sans dégrader sensiblement la performance globale [20].

Le tableau I.4 présenté des principales stratégies de commande des filtres actifs parallèles reposant sur des onduleurs multiniveaux multicellulaires à condensateurs flottants, il apparaît que chaque méthode présente des avantages particuliers ainsi que des limites. La commande prédictive modélisée (MPC) se distingue par sa réponse rapide et sa bonne capacité de suivi des références, mais elle souffre d'une complexité computationnelle relativement élevée.

Technique	Avantages	Inconvénients	Références
Commande Prédictive (MPC)	Réponse rapide, bonne traçabilité, taux de commutation maîtrisé	Complexité computationnelle élevée	[8], [9],[59] , [60]
Théorie puissance instantanée + linéarisation	Compensation précise, méthode analytique	Moins robuste aux variations, dépendante du modèle	[14]
Annulation Parfaite des Harmoniques (PHC)	Distorsion harmonique réduite au minimum	Sensible aux erreurs de modélisation	[15]
Intelligence Artificielle (ANN, réseaux Petri)	Adaptation aux non-linéarités, auto-apprentissage	Nécessite phase apprentissage, réglages complexes	[16], [17], [18], [61].
Backstepping	Gestion avancée des non-linéarités, meilleure robustesse	Nécessite modélisation précise, complexité élevée	[19], [62].
Commande Tolérante aux Défauts (FTC)	Résilience aux pannes, haute fiabilité	Complexité de l'implémentation	[20].

Tableau I.4: Tableau comparatif des principales stratégies de commande

Par ailleurs, d'autres approches telles que la théorie de la puissance instantanée avec linéarisation exacte, l'annulation parfaite des harmoniques, les techniques d'intelligence artificielle, la commande tolérante aux défauts (FTC), offrent différentes options adaptées aux contraintes variées d'application.

I.6. Positionnement de notre étude

À la lumière des éléments présentés dans ce chapitre, il ressort que les filtres actifs parallèles (FAP) représentent une solution efficace et flexible pour atténuer les perturbations harmoniques dans les réseaux électriques. Cependant, l'efficacité de ces filtres dépend largement de la stratégie de commande adoptée, notamment dans des environnements dynamiques et incertains.

Dans ce contexte, notre travail porte sur le développement et l'évaluation de stratégies de commande robustes pour un filtre actif parallèle basé sur un convertisseur multicellulaire (FCMLI). Ce choix technologique vise à exploiter le potentiel des structures multiniveaux afin de réduire la distorsion harmonique et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique dans les applications industrielles de moyenne et haute puissance.

1.6.1. Limites des approches existantes

À partir de la revue présentée dans les sections précédentes, nous constatons que la plupart des approches, bien qu'efficaces dans des conditions idéales, présentent des limites importantes en termes de robustesse et de flexibilité. Cela justifie l'intérêt d'explorer des méthodes de commande avancées et robustes, telles que le Backstepping et le Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC) [3], qui présentent un fort potentiel d'amélioration des performances globales des filtres actifs parallèles basés sur des convertisseurs multicellulaires.

Dans le présent travail, nous proposons de mettre en œuvre et d'évaluer ces stratégies de commande robustes afin de compenser efficacement les courants de charge perturbés. D'autre part, afin d'améliorer les performances dynamiques du filtre actif, nous développons une approche de commande adaptée aux conditions industrielles réelles, marquées par des incertitudes et des perturbations variées. Au chapitre suivant, nous détaillerons la modélisation et la commande d'un onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules servant de base à la conception et à la mise en œuvre de ces stratégies de commande.

1.6.2. Les contributions de la thèse

En résumé, nous présentons ci-dessous les principales contributions de cette thèse :

- Proposition d'une architecture de filtre actif parallèle basée sur un onduleur multicellulaire (FCMLI) à trois cellules, visant à compenser les harmoniques.
- Élaboration d'un modèle mathématique détaillé de l'onduleur multicellulaire et conception des boucles de commande de base.
- Développement et analyse comparative des stratégies de commande classiques (PI) et avancées (Backstepping et STSMC) appliquées au filtre actif parallèle basé sur les convertisseurs multicellulaires.

- Évaluation des performances du système en termes de réduction du taux de distorsion harmonique total (THD), de rapidité de réponse et de robustesse face aux incertitudes et perturbations du réseau.
- Mise en perspective des résultats par rapport à l'état de l'art, en soulignant les contributions et les limites de chaque approche étudiée.

I.7. Conclusion

En conclusion, ce premier chapitre a permis de définir clairement les enjeux majeurs liés à la dégradation de la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques, en insistant particulièrement sur la problématique des harmoniques et leurs effets néfastes sur les équipements et la stabilité du réseau. Nous avons présenté un panorama des sources principales de pollutions harmoniques, ainsi que les normes internationales et recommandations qui encadrent leur limitation.

La revue des solutions proposées a mis en avant l'évolution des filtres actifs de puissance (FAP), qui, grâce à leurs convertisseurs multiniveaux, notamment les convertisseurs multicellulaires à condensateurs flottants (FCMLI), offrent des performances supérieures pour la compensation dynamique des harmoniques et la correction du facteur de puissance.

En parallèle, les différentes stratégies de commande ont été analysées pour en dégager les avantages et limites respectifs. Ces techniques, par leur robustesse et leur adaptabilité, constituent le socle des travaux actuels et futurs en matière de contrôle des filtres actifs à base de convertisseurs multicellulaires.

Fort de ces éléments théoriques et technologiques, le chapitre qui suit sera consacré à la modélisation et à la commande d'un onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules. Ce deuxième chapitre vise à développer un modèle précis de ce convertisseur, indispensable à la conception de stratégies de contrôle robustes et performantes.

Chapitre II

Présentation et modélisation des convertisseurs multicellulaires séries

II.1. Introduction

L'amélioration de la qualité de l'énergie électrique est devenue une préoccupation majeure dans les réseaux modernes, principalement en raison de la prolifération des charges non linéaires qui injectent des harmoniques de courant dans le réseau [36]. Ces harmoniques provoquent des surcharges, des échauffements et des dysfonctionnements des équipements. Pour atténuer ces problèmes, les filtres actifs de puissance (FAP) sont largement utilisés.

Cependant, dans les applications à haute tension et haute puissance, les filtres actifs traditionnels basés sur des convertisseurs à deux niveaux présentent des limitations en termes de contraintes de tension sur les semi-conducteurs et de complexité du filtrage passif de sortie.

Afin de surpasser ces défis, ce chapitre se concentre sur l'exploitation des convertisseurs multicellulaires comme élément de puissance fondamental pour la réalisation de filtres actifs de puissance parallèle à haute performance. Les convertisseurs multicellulaires à condensateurs flottants (FCMLI) offrent des avantages décisifs [27]: une meilleure répartition des contraintes de tension entre les interrupteurs, la possibilité de générer une forme d'onde de tension quasi-sinusoïdale avec un faible contenu harmonique, et une réduction significative des pertes par commutation grâce à une fréquence de commutation effective plus basse.

Dans ce chapitre, nous présentons en détail le principe de fonctionnement du FCMLI, ainsi que les principales techniques de modulation permettant d'assurer une commande efficace et un équilibrage des tensions des condensateurs flottants. Une attention particulière est accordée à la stratégie Phase-Shifted Pulse Width Modulation (PS-PWM) [63], largement utilisée pour les convertisseurs multicellulaires en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de ses performances remarquables sur le plan harmonique et énergétique. Nous analysons successivement son principe ainsi que ses avantages sur les plans harmonique et énergétique.

Cette étude constitue une base solide pour la modélisation et la commande avancée des structures multicellulaires étudiées dans les chapitres suivants.

II.2. Présentation des convertisseurs multicellulaires série

II.2.1. Structure général d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série

Le convertisseur multicellulaire série à condensateurs flottants (FCMLI) ou à cellules imbriquées, est basée sur la mise en série de n paires d'interrupteurs à partir de $n-1$ sources de tension. Les sources de tension sont réalisées par des condensateurs flottants. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), pont complet.

La figure II.1 présente le schéma général d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à condensateur flottant (FCMI) fonctionnant en onduleur, il comportant p cellules de commutation. Cette structure inclut p paires de semi-conducteurs bidirectionnels (S_k, \bar{S}_k) ainsi que $(p - 1)$ condensateurs flottants [20]. Chaque paire de semi-conducteurs forme une cellule de commutation. Afin d'éviter tout court-circuit au niveau des

sources de tension, les interrupteurs d'une même cellule sont pilotés par des signaux quasi-opposés intégrant des temps morts de l'ordre de quelques microsecondes.

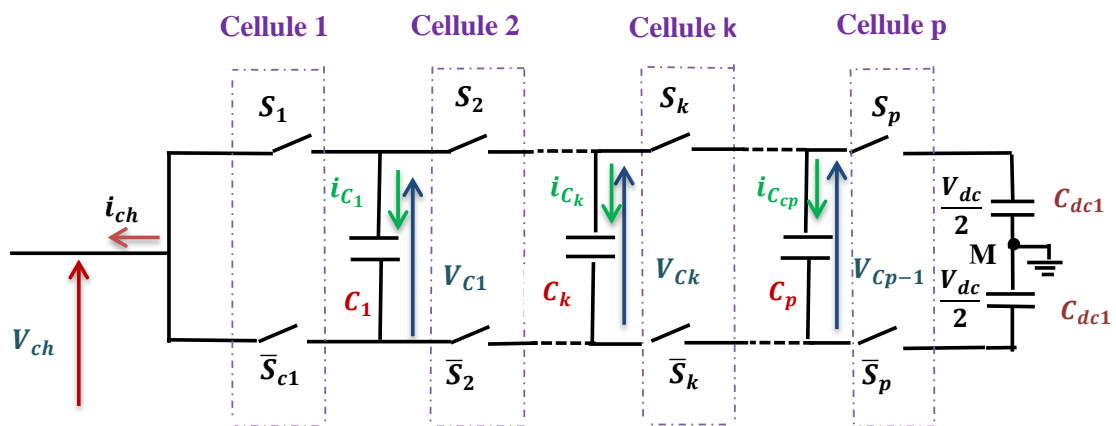


Figure II.1: le schéma général d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à point milieu fonctionnant en onduleur.

Un onduleur multicellulaire FCMLI à N niveaux permet de diviser la tension du bus continu V_{dc} en p sources de tension élémentaires. Chaque cellule fonctionne de façon similaire à un onduleur classique à 2 niveaux, avec une source de tension égale à V_{dc}/p . Cela signifie que chaque semi-conducteur bloqué doit supporter une tension maximale égale à V_{dc}/p . Pour assurer le bon fonctionnement, les tensions aux bornes des condensateurs flottants doivent respecter la relation suivante [47], [52]:

$$V_{Ck} = k \frac{V_{dc}}{p}, \quad k = \{1, \dots, p\} \quad (II.1)$$

En pratique, en fonction des signaux de commande, la tension aux bornes des condensateurs évolue avec la circulation du courant dans ces condensateurs. Pour que la tension reste stable, la valeur moyenne du courant sur une période de modulation doit être nulle :

$$\bar{I}_{Ck} = 0, \quad k = \{1, \dots, p\} \quad (II.2)$$

Avec p cellules, le convertisseur multicellulaire FCMLI génère en sortie un nombre de niveaux $n = p + 1$

Un onduleur multicellulaire série avec p cellules est capable de générer $n = p + 1$ niveaux de tension en sortie. De plus, il possède $N_{conf} = 2^n$ configurations différentes de commutation possibles, ce qui offre une grande flexibilité dans la synthèse de la tension et la gestion des condensateurs flottants.

II.2.2. Principe de base d'un convertisseur multicellulaire série

Afin d'étudier les propriétés des convertisseurs multicellulaires série en régime établi, nous allons faire un certain nombre d'hypothèses sur les interrupteurs et les sources qui sont utilisées

- les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.
- Les sources de tension et courant sont supposées parfaites. Cela signifie que l'impédance série d'une source de tension est nulle et que celle d'une source de courant est infinie.
- Le courant est considéré comme constant pendant une période de commutation.

II.2.3. Définition d'une cellule élémentaire de commutation

La figure II.2 représente le schéma de principe d'une cellule élémentaire de commutation.

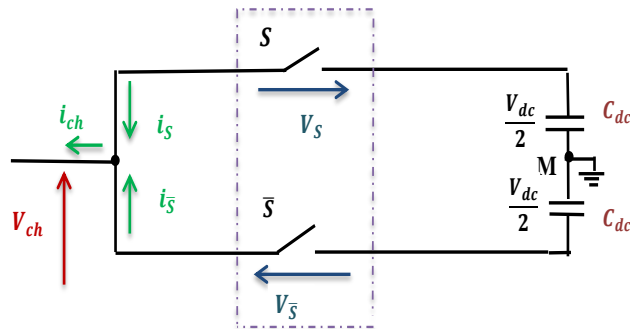


Figure II. 2: Cellule élémentaire de commutation

Afin de respecter les règles d'interconnexion de sources, les signaux de commande des interrupteurs S et \bar{S} devront être de nature complémentaire. Ainsi, une cellule élémentaire de commutation ne peut présenter que deux états. Par convention, une cellule de commutation est dite à l'état « 1 » lorsque son interrupteur haut (respectivement bas) est passant (respectivement bloqué). Contrairement une cellule de commutation est dite à l'état « 0 » lorsque son interrupteur haut (respectivement bas) est bloqué (respectivement passant). Les équations électriques représentant la cellule élémentaire de commutation de la figure II. 3 sont :

$$i_{ch} = i_S - i_{\bar{S}} \quad (II.3)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} = V_{ch} + V_{\bar{S}} \tag{II.4}$$

$$V_{ch} = \frac{V_{dc}}{2} - V_S \tag{II.5}$$

Le tableau I.6 résume les caractéristiques électriques de la cellule élémentaire de commutation

D'autre part, une fonction de commutation peut être définie afin de connaître la tension de sortie et la tension tenue par chaque interrupteur lors des différents états de l'ensemble de cellules. La fonction de commutation est définie par une variable binaire, appelées signal de commande, s_k qui représente l'état de k^{ime} cellule de commutation : $s_k \in \{0, 1\}$

On résume dans le tableau II.2 les grandeurs principales d'une association de p cellules de commutation.

S passant, \bar{S} bloqué			S bloqué, \bar{S} passant		
	$i_S = i_{ch}$	$i_{\bar{S}} = 0$	$i_S = 0$	$i_{\bar{S}} = -i_{ch}$	
$V_S = 0$	$V_{\bar{S}} = \frac{V_{dc}}{2}$	$V_{ch} = \frac{V_{dc}}{2}$	$V_S = \frac{-V_{dc}}{2}$	$V_{\bar{S}} = 0$	$V_{ch} = \frac{V_{dc}}{2}$

Tableau II.1: Caractéristique électrique d'une cellule élémentaire de commutation.

Nombre de cellules associées	p
Nombre d'états possibles	2^p
Nombre de niveaux de tension en sortie	$p + 1$
Valeur de la tension principale d'alimentation	V_{dc}
Valeur de la source de tension de la cellule	$V_{C_k} = \frac{k}{p} V_{dc}$

Tableau II.2 : Définition des grandeurs caractéristiques de l'association de p cellules de commutation.

II. 3. Modélisation d'un onduleur multicellulaire série à p cellules

La modélisation est une phase primordiale et incontournable en automatique. Le modèle doit représenter fidèlement les différents phénomènes physiques et les différentes dynamiques présentes sous forme d'équation mathématique, afin de pouvoir faire l'analyse du système et la synthèse d'une loi de commande conforme. La modélisation des convertisseurs multicellulaires doit décrire la dynamique des divers modes

Nous représentons la figure II.3 un onduleur multicellulaire à p cellules associé à une charge R-L. Le modèle de cette structure à $p - 1$ condensateurs flottants contient $p - 1$ équations différentielles pour l'évolution des tensions des condensateurs flottants. Le condensateur C_k est parcouru par le courant i_{C_k} lorsque les interrupteurs en amont.

L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_k est liée à l'évolution du courant i_{C_k} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes (cellule $k + 1$ et cellule k) et du courant de charge i_{ch} .

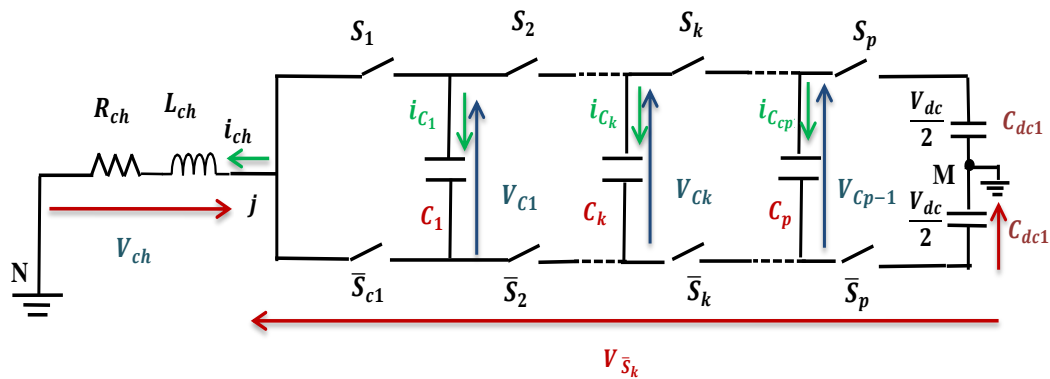


Figure II.3: un onduleur multicellulaire à p cellules (à point milieu) associé à une charge ($R - L$)

Un convertisseur multicellulaire série possède p interrupteurs à commander pour régler p grandeurs d'état qui sont les tensions flottantes et le courant de charge. Ces interrupteurs fournissent $(2p - 1)$ degrés de libertés p rapports cycliques et $(p - 1)$ déphasages). Selon les degrés de liberté utilisés pour la définition d'une stratégie de commande, trois types de modèles ont été développés: Le modèle instantané, le modèle moyen et le modèle harmonique.

Le principe de l'onduleur multicellulaire à condensateurs flottants (FCMLI) repose sur les sources de tension qui alimentent les cellules internes. L'utilisation de condensateurs à la place de sources de tension pose des problèmes liés à la charge et à la décharge de ces condensateurs.

La tension du condensateur flottant est donnée par l'expression suivante :

$$V_C(t) = \int_{t_0}^{t_1} i_C(t) dt + V_C(0) \quad (\text{II.6})$$

Où C représente la capacité du condensateur, $i_C(t)$ est le courant qui le traverse, et $(V_C(0))$ est la tension initiale du condensateur au temps $(t = t_0)$.

Le modèle mathématique utilisé pour représenter les convertisseurs FCMLI à p cellules est développé dans ce chapitre. trois types de modèles mathématiques peuvent être employés pour décrire un convertisseur FCMLI :Le modèle direct ou instantané, Le modèle moyen, Modèle harmonique.

II.3.1. Modèle instantané

Le modèle instantané ou exact prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs. Ce modèle est utilisé pour valider, en simulation des lois de commande mises en œuvre à partir du modèle moyen.

Ce convertisseur représente une association de p cellules de commutation. Chaque cellule est formée d'une paire d'interrupteur (s_k, \bar{s}_k) dont l'état est complémentaire. L'ensemble des cellules constitue un bras. On remarque qu'entre chaque cellule est inséré un condensateur flottant. La mise en équation de cette structure, fait intervenir $(p-1)$ équations liées à l'évolution des tensions aux bornes des $(p-1)$ condensateurs flottants et une équation liée au courant de la charge

Pour établir le modèle instantané du convertisseur multicellulaire, on prend deux cellules (S_k, \bar{S}_k) et (S_{k+1}, \bar{S}_{k+1}) avec leur condensateur
Le courant de charge est fonction des signaux de commandes s_k et \bar{s}_{k+1}

$$i_{C_k} = (s_{k+1} - s_k)i_{ch} \quad (II.7)$$

C_k est la capacitance du condensateur

La tension aux bornes du condensateur C_k est liée au courant i_{C_k} par :

$$i_{C_k} = C_k \frac{dV_{C_k}}{dt} \quad (II.8)$$

V_{C_k} est la tension mesurée du condensateur.

Donc, il vient :

$$\frac{dV_{C_k}}{dt} = \frac{(s_{k+1} - s_k)}{C_k} i_{ch} \quad (II.9)$$

Cette équation est généralisable aux $(p - 1)$ condensateurs flottants.

D'après la loi des mailles, la tension de sortie V_{ch} est fonction de la somme des tensions aux bornes des interrupteurs S_k . Ces tensions sont définies par :

$$V_{\bar{s}_k} = (V_{C_k} - V_{C_{k-1}})s_k \quad (II.10)$$

D'où, la tension aux bornes de la charge :

$$V_{ch} = V_s - \frac{V_{dc}}{2} = R_{ch}i_{ch} + L_{ch} \frac{di_{ch}}{dt} \quad (II.11)$$

$$V_s = \sum_{k=1}^p V_{S_k} = \sum_{k=1}^p (V_{C_k} - V_{C_{k-1}})s_k \quad (II.12)$$

Alors

$$V_{ch} = \sum_{k=1}^p (V_{C_k} - V_{C_{k-1}}) s_k - \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.13})$$

Avec $V_s = V_{Mj}$, $V_{C_0} = 0$ et $V_{C_p} = V_{dc}$

L'expression de l'évolution du courant i_{ch} devient [64] :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{(s_1 - s_2)}{L_{ch}} V_{C_1} + \frac{(s_2 - s_3)}{L_{ch}} V_{C_2} + \dots + \frac{(s_{p-1} - s_p)}{L_{ch}} V_{C_{p-1}} + \frac{s_p}{L_{ch}} V_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} - \frac{1}{2L_{ch}} V_{dc} \quad (\text{II.14})$$

L'évolution des tensions aux bornes des condensateurs est régie par l'équation (II.14). Ainsi le système d'équations représentant le modèle aux valeurs instantané d'un onduleur multicellulaire série à point milieu est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{(s_2 - s_1)}{C_1} i_{ch} \\ \frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{(s_3 - s_2)}{C_2} i_{ch} \\ \vdots \\ \frac{dV_{C_{p-1}}}{dt} = \frac{(s_p - s_{p-1})}{C_{p-1}} i_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{(s_1 - s_2)}{L_{ch}} V_{C_1} + \frac{(s_2 - s_3)}{L_{ch}} V_{C_2} + \dots + \frac{(s_{p-1} - s_p)}{L_{ch}} V_{C_{p-1}} \\ \quad + \frac{s_p}{L_{ch}} V_{dc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} - \frac{1}{2L_{ch}} V_{dc} \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

L'équation d'état instantanée d'un convertisseur multicellulaire à p cellules peut alors s'écrire sous la forme :

$$\dot{X} = AX + G(X, U) \quad (\text{II.16})$$

$$X \text{ est le vecteur d'état, } X = \begin{bmatrix} V_{C_1} \\ V_{C_2} \\ \vdots \\ V_{C_{p-1}} \\ i_{ch} \end{bmatrix}, U \text{ est le vecteur de commandes } U = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_{p-1} \\ S_p \end{bmatrix}$$

$$\text{Tel que } A = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & -\frac{R_{ch}}{L_{ch}} \end{bmatrix}, G(X, U) = \begin{bmatrix} -\frac{i_{ch}}{C_1} & -\frac{i_{ch}}{C_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{i_{ch}}{C_2} & -\frac{i_{ch}}{C_2} & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & -\frac{i_{ch}}{C_{p-1}} & \frac{i_{ch}}{C_{p-1}} \\ \frac{V_{C_1}}{L_{ch}} & \frac{V_{C_2} - V_{C_1}}{L_{ch}} & \dots & \frac{V_{C_{p-1}} - V_{C_{p-2}}}{L_{ch}} & \frac{V_{dc} - V_{C_{p-1}}}{L_{ch}} \end{bmatrix}$$

Comme le vecteur d'état X intervient dans la matrice $G(X, U)$, le modèle est non linéaire et présente un couplage entre les entrées et les sorties. En effet, chaque variable de commande (s_k) influence simultanément plusieurs variables d'état (tensions des condensateurs V_{C_k} et courant de charge i_{ch}), ce qui traduit une interaction dynamique entre les différentes cellules du convertisseur.

Inconvénient majeur de ce modèle est que la commande est discontinue vu que, dans le cas idéal, la commande des interrupteurs passe de 0 à 1 en un temps nul. Toutes les commandes en amplitude (ou l'état des interrupteurs est défini en fonction du courant et de la tension), dont la commande non linéaire, des convertisseurs multicellulaires sont basées sur ce modèle [65].

II.3.2. Modèle aux valeurs moyennes

L'inconvénient majeur de la représentation des convertisseurs multicellulaires série par le modèle exact est qu'elle est discontinue, puisque avec les hypothèses posées (interrupteurs parfaits), l'état des cellules passe de 0 à 1 en un temps nul. Pour contourner ce problème, il est possible d'effectuer une modélisation aux valeurs moyennes du système en supposant faible la période de découpage par rapport aux constantes de temps mises en jeu dans le système.

Dans le modèle aux valeurs moyennes, chaque grandeur dans le modèle exact est remplacée par sa valeur moyenne sur la période de découpage $\alpha_i = \frac{1}{T} \int_0^{T_d} u_i dt$

On en déduit le modèle moyen

$$\langle \dot{X} \rangle = A \langle X \rangle + G(\langle X \rangle) U \quad (\text{II.17})$$

Le remplacement des grandeurs du modèle instantané par leurs valeurs moyennes n'est valable que si les constantes de temps du système sont beaucoup plus grandes que la période de découpage. Sous sa forme générale le modèle moyen d'un convertisseur à p cellules s'écrit alors

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1} (\alpha_1 - \alpha_2) x_p \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_2} (\alpha_2 - \alpha_3) x_p \\ \vdots \\ \dot{x}_{p-1} = \frac{1}{C_{p-1}} (\alpha_{p-1} - \alpha_p) x_p \\ \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{L_{ch}} (\alpha_2 - \alpha_1) x_1 + \frac{1}{L_{ch}} (\alpha_3 - \alpha_2) x_2 + \dots + \frac{1}{L_{ch}} (\alpha_p - \alpha_{p-1}) x_{p-1} \\ \quad + \frac{V_{dc}}{L_{ch}} \alpha_p - \frac{R_{ch}}{L_{ch}} i_{ch} - \frac{1}{2L_{ch}} V_{dc} \end{array} \right. \quad (\text{II.18})$$

Le vecteur $X = [x_1, x_2, \dots, x_p]$ représente ici les valeurs moyennes des tensions des condensateurs et la valeur moyenne du courant de charge. Cette méthode a l'avantage de la simplicité et de la maîtrise de la fréquence de découpage mais présente l'inconvénient d'être basée sur la valeur moyenne donc de privilégier des évolutions lentes. Elle fut la première à être utilisée pour définir des commandes pour le convertisseur multicellulaire.

II.3.3. Modèle harmonique

Le modèle harmonique repose sur la décomposition en série de Fourier des signaux de commande. Il permet d'obtenir une représentation dynamique d'un convertisseur multicellulaire série, en prenant en compte l'ensemble des phénomènes harmoniques.

Le principe de ce modèle consiste à déterminer, à partir de la connaissance des signaux de commande (α_i et ϕ_i , $i = 1, \dots, p$), les composantes harmoniques des tensions de sortie. L'harmonique de la tension de sortie est obtenue en sommant les contributions harmoniques de chaque cellule.

En fonction des caractéristiques de la charge, et en supposant que le courant est en régime permanent (c'est-à-dire que la constante de temps de la charge est inférieure à la période de découpage), on peut déterminer les harmoniques du courant dans la charge, ce qui permet ensuite de déduire l'évolution des tensions des condensateurs.

Ainsi, la phase et l'amplitude des composantes harmoniques aux bornes des interrupteurs inférieurs sont directement liées à la dynamique du convertisseur.

L'équation d'état s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{X} = A(\alpha, \varphi)X + B(\alpha, \varphi)V_{dc} \quad (\text{II.19})$$

Où

$\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_p)^T$ correspond aux vecteurs des rapports cycliques ;

$\varphi = (\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_p)^T$ le vecteur de phase ;

$X = (V_{C_1}, V_{C_2}, \dots, V_{C_{p-1}})^T$ le vecteur d'état.

Chacun d'entre ces trois modèles peut être utilisé pour synthétiser des lois de commande. Les deux premiers modèles, basés sur une analyse des équations régissant l'évolution des grandeurs d'état en fonction de l'état des interrupteurs du convertisseur, se différencient par la nature de leurs entrées : les rapports cycliques pour le modèle moyen et les signaux de commande pour le modèle instantané. Le modèle harmonique permet quant à lui d'agir sur les p rapports cycliques et sur les $(p-1)$ déphasages inter-cellules simultanément.

II.4. commandes des convertisseurs multicellulaires série

II.4.1. Technique de commandes des cellules de commutation

Les signaux de commande pour chaque cellule sont issus d'une modulation de largeur d'impulsion (MLI). Parmi les propriétés notables, les variations de la tension de sortie sont limitées à V_{dc}/p . Ainsi, les premiers harmoniques du spectre de sortie se trouvent à cette fréquence et ont une amplitude divisée par p par rapport à un onduleur classique à deux niveaux. Les raies harmoniques apparaissent à des multiples de p . De plus, l'augmentation du nombre de niveaux réduit les contraintes sur les semi-conducteurs [47].

Pour satisfaire ce critère de stabilité, les commandes des cellules de commutation doivent être déphasées d'un angle φ_k avec un rapport cyclique constant, exprimé par [3], [64], [66] :

$$\varphi_k = (k - 1) \frac{2\pi}{p}, \quad k = \{1, \dots, p\} \tag{II.20}$$

Plusieurs solutions sont à notre disposition et nous allons présenter la plus simple et la plus facile d'utilisation en pratique, c'est la MLI naturelle. Dans la MLI naturelle, les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire de fréquence f_d et le signal modulant mod sinusoïdal de fréquence f_{mod} . Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k ($k = \{1, 2, \dots, k\}$) évoluant sur l'intervalle $[-1, 1]$ sont, [3], [64], [66] :

$$\left\{ \begin{array}{l} tr_1 = \frac{2}{\pi} \arcsin(\sin(2\pi f_d t - \varphi)) \\ tr_2 = \frac{2}{\pi} \arcsin\left(\sin\left(2\pi f_d t - \varphi - \frac{2\pi}{p}\right)\right) \\ \vdots \\ tr_k = \frac{2}{\pi} \arcsin\left(\sin\left(2\pi f_d t - \varphi - (k - 1) \frac{2\pi}{p}\right)\right) \\ k = 1, \dots, p \end{array} \right. \tag{II.21}$$

L'angle φ sera choisi égale à $\pi/2$. La comparaison entre les signaux triangulaires tr_k et les modulantes permet d'obtenir les ordres de commande s_k :

- Si $mod \geq tr_k \rightarrow s_k = 1$
- Si $mod < tr_k \rightarrow s_k = 0$

La figure II.4 donne le synoptique de la commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion.

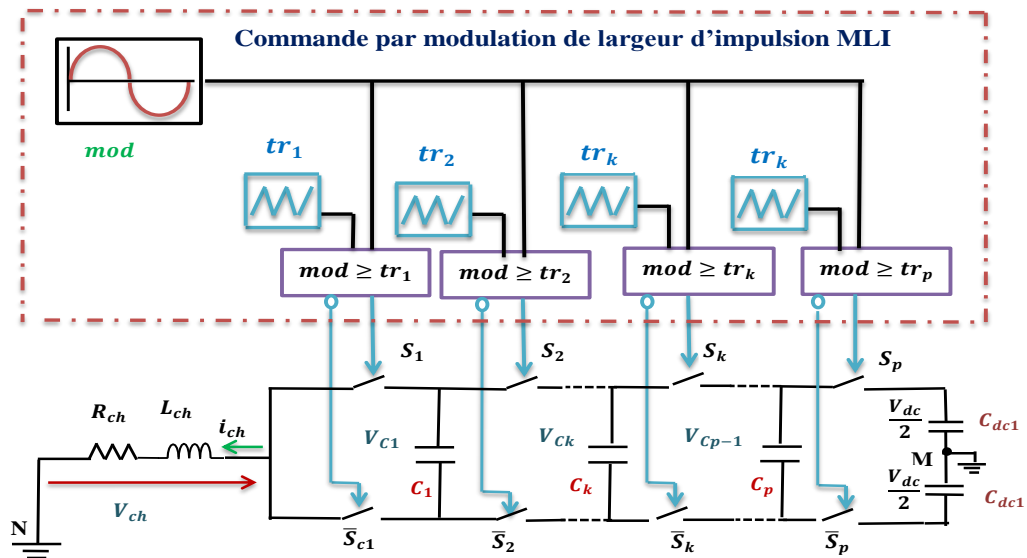


Figure II.4: Commande MLI de l'onduleur multicellulaire à p cellules

II.4.2. Technique d'équilibrage des tensions flottantes

Les convertisseurs multicellulaires à condensateurs flottants (FCMLI) présentent un mécanisme d'équilibrage naturel des tensions. Cependant, cet équilibrage naturel peut manquer de robustesse pour maintenir les tensions autour de leurs valeurs de référence, notamment lors de variations de charge ou de régimes transitoires. De plus, la dynamique de l'équilibrage naturel dépend de la charge et peut devenir très lente dans certaines applications pratiques. Il est donc nécessaire d'introduire un mécanisme actif d'équilibrage afin de stabiliser les tensions des condensateurs flottants à leurs valeurs souhaitées.

Pour que chaque interrupteur bloqué dans le convertisseur supporte une contrainte de tension égale à V_{dc}/p , il est impératif que chaque condensateur C_k soit chargé à une tension proportionnelle donnée par $(\frac{kV_{dc}}{p})$ avec $k = \{1, \dots, p - 1\}$. Cette section est consacrée à l'étude des méthodes permettant d'assurer l'équilibrage optimal de ces tensions.

La performance et la fiabilité des convertisseurs multicellulaires dépendent directement de leur capacité à maintenir les tensions flottantes des condensateurs à des niveaux de référence précis. En particulier, l'équilibrage des tensions influence directement la répartition uniforme des contraintes de tension sur les interrupteurs semi-conducteurs. En effet, un bon équilibrage assure une répartition uniforme des contraintes électriques sur les interrupteurs de puissance, contribuant à la durée de vie et à la stabilité globale du système.

Les techniques d'équilibrage visent à améliorer la dynamique de régulation des tensions flottantes, surtout en régime transitoire et lors de variations de charge, où les déséquilibres peuvent s'accroître. Diverses approches, allant des méthodes passives basées sur la topologie du convertisseur aux stratégies actives de commande en boucle fermée, sont proposées dans la littérature pour assurer une régulation précise des tensions des condensateurs flottants.

Un contrôle efficace de ces tensions garantit ainsi non seulement la sûreté des composants, mais optimise également la qualité de la tension de sortie en réduisant les harmoniques et les perturbations dynamiques.

Les stratégies d'équilibrage visent principalement à améliorer la régulation dynamique des tensions flottantes, particulièrement en régime transitoire ou lors de fluctuations de charge, où des déséquilibres peuvent apparaître. Un contrôle précis des tensions flottantes permet non seulement de préserver la sûreté des composants électroniques, mais aussi d'améliorer la qualité de la tension, en réduisant le taux d'harmoniques et les perturbations dynamiques.

Les techniques d'équilibrage visent à améliorer la dynamique de régulation des tensions flottantes, surtout en régime transitoire et lors de variations de charge, où les déséquilibres peuvent s'accroître. Diverses approches, allant des méthodes passives basées sur la topologie du convertisseur aux stratégies actives de commande en boucle fermée, sont proposées dans la littérature afin d'assurer une régulation précise des tensions des condensateurs flottants.

II.4.2.1. Contrôle proportionnel des tensions flottantes (N-PWM conventionnelle)

Cette technique vise à ajuster activement le temps de conduction des interrupteurs pour compenser l'écart entre la tension mesurée du condensateur flottants V_{C_k} et sa tension de référence $V_{C_k}^*$

La valeur moyenne du courant du k^{eme} condensateur volant est :

$$i_{C_k} = (s_{k+1} - s_k)i_{ch} \quad (II.22)$$

L'équation générale reliant le courant moyen du k^{eme} condensateur volant i_{C_k} à la variation du rapport cyclique est la suivante [64]:

$$i_{C_k} = C_k \frac{V_{C_k}^* - V_{C_k}}{T_s} \quad (II.23)$$

Où

T_s est la période de commutation.

$V_{C_k}^*$ est la tension de référence (souhaitée) pour le condensateur ($V_{C_k}^* = \frac{kV_{dc}}{p}$).

La compensation s'effectue en ajustant la différence des rapports cycliques des commutateurs adjacents

$(s_{k+1} - s_k)$ afin de corriger l'écart de tension $(V_{C_k}^* - V_{C_k})$ sur une période d'impulsion.

La valeur souhaitée de l'ajustement du rapport cyclique est obtenue par [64]:

$$(s_{k+1} - s_k) = \frac{C_k}{T_s L_{ch}} \left(\frac{kV_{dc}}{p} - V_{C_k} \right) \quad (II.24)$$

Le synoptique de la loi de contrôle est montré à la figure II.5.

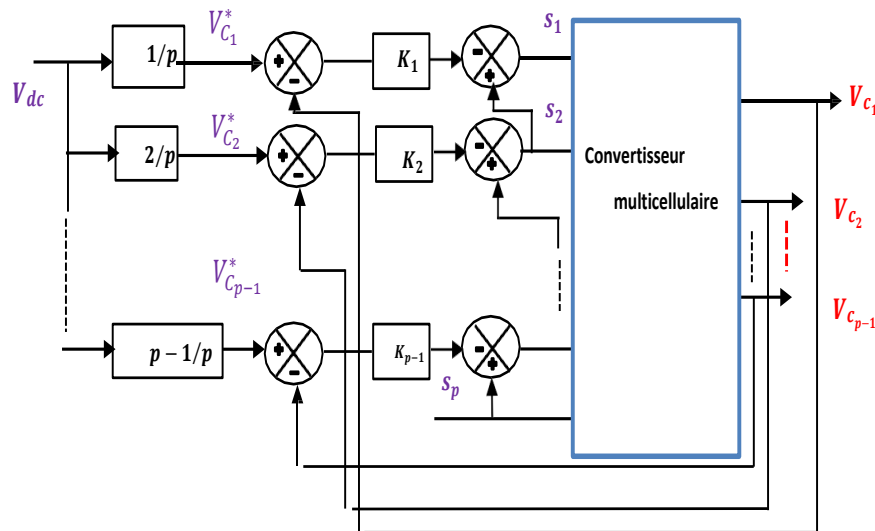


Figure II. 5 : Equilibrage des tensions flottantes par N-PWM conventionnelle

Sous la N-PWM conventionnelle, les convertisseurs multiniveaux multicellulaire assurent naturellement l'équilibrage de la tension du condensateur. Cependant, l'équilibrage naturel peut ne pas être suffisamment robuste pour maintenir les tensions de référence, notamment

dans certaines conditions de charge et de transitoires. Un mécanisme d'équilibrage actif de la tension est donc nécessaire pour maintenir les tensions FC à leurs valeurs souhaitées.

II.4.2.2. Technique d'équilibrage utilisant MLI à décalage de phase (PS-PWM)

Les techniques de modulation multiniveaux (MLI) peuvent être classées selon la fréquence de commutation [67]. Dans la littérature technique, trois techniques de modulation sont largement utilisées et adoptées : la modulation MLI multicentre (multicarrier PWM), l'élimination harmonique sélective (SHE), et la modulation vectorielle d'espace multiniveau (multilevel space-vector PWM).

Toutes ces techniques sont des extensions de la modulation PWM traditionnelle à deux niveaux, adaptées aux convertisseurs à plusieurs niveaux. Parmi elles, la modulation MLI multicentre est la plus facile à mettre en œuvre et offre de bonnes performances. Cette technique se subdivise en deux catégories :

- la modulation MLI à décalage de phase (PS-PWM)[68].
- la modulation MLI à niveaux décalés (LS-PWM)

La principale différence entre la PS-PWM et la LS-PWM réside dans la manière dont les porteuses sont disposées : dans la PS-PWM, elles sont décalées en phase pour répartir les commutations entre cellules, tandis que dans la LS-PWM, les niveaux de porteuses sont décalés en amplitude, ce qui modifie la répartition des tensions appliquées.

1. Avantage de la modulation PS-PWM

La modulation Phase-Shifted PWM (PS-PWM) pour convertisseurs multicellulaires à condensateurs flottants permet de répartir les commutations de manière homogène, réduisant contraintes et pertes sur les interrupteurs. Elle améliore la qualité de la tension de sortie en diminuant le THD, favorise l'équilibre des condensateurs, et reste simple à mettre en œuvre même pour un grand nombre de niveaux, offrant ainsi un rendement énergétique élevé et une forme d'onde plus sinusoïdale.

2. Principes Fondamentaux de la modulation PS-PWM

Dans les convertisseurs multicellulaires multiniveaux, chaque porteuse de la modulation MLI à décalage de phase (PS-PWM) est associée à une cellule de puissance particulière ou à une paire d'interrupteurs [69]. Dans le cas général d'un FCMLI à (n) niveaux, les porteuses sont décalées en phase de $360^\circ/(n-1)$ ou $(2\pi/p)$ afin de fournir des formes d'onde de tension multiniveaux en escalier optimales [50],[67], [68].

Le signal de référence, normalisé dans l'intervalle $[-1,1]$ et fonctionnant en régime de modulation linéaire, est comparé aux $(n-1)$ porteuses pour déterminer le niveau instantané de tension à appliquer en sortie. Cette approche permet d'obtenir une tension de sortie à plusieurs niveaux, tout en améliorant la qualité spectrale et en réduisant les harmoniques du signal généré.

Selon la figure II.3 qui représente un bras général d'un convertisseur multicellulaire à n niveaux (FCMLI), le courant traversant un condensateur est exprimé par l'équation (II.22)

$$i_{C_{jk}} = (s_{jk+1} - s_{jk})i_{chj} \tag{II.25}$$

En prenant la moyenne locale sur une période de commutation, on obtient :

$$\bar{i}_{C_{jk}} = (d_{jk+1} - d_{jk})\bar{i}_{chj} \tag{II.26}$$

où d_{jk} et d_{jk+1} représentent les rapport cycliques correspondants (duty cycles of the switches).

Ainsi, si la tension du condensateur C_{jk} est supérieure a sa valeur de référence, un courant négatif doit être imposé a ce condensateur. Pour ce faire, il faut augmenter d_{jk} et réduire d_{jk+1} . Inversement, si la tension est inférieure à la référence, les rapports cycliques sont ajustés dans le sens opposé. La figure II.6 donne la technique d'équilibrage utilisant la modulation PS-PWM pour un onduleur multicellulaire à condensateur flottants comportant p cellules.

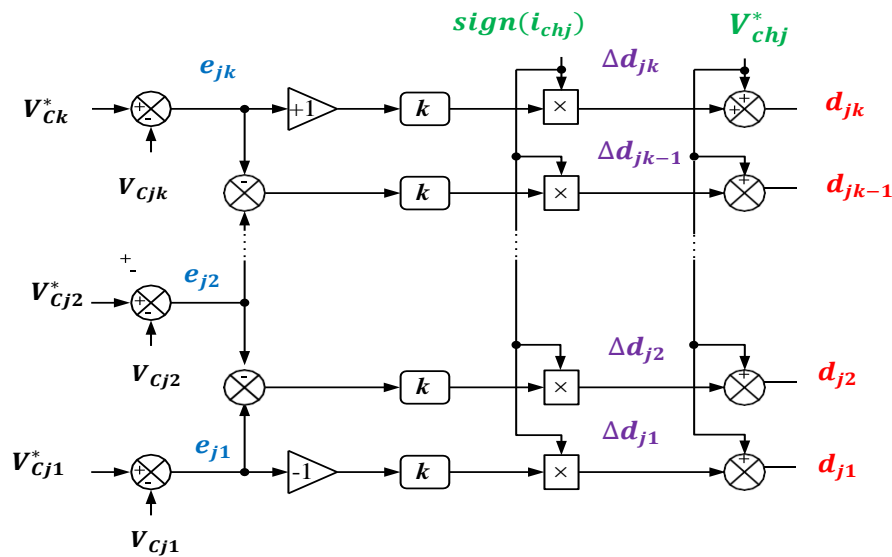


Figure II.6: Méthode d'équilibrage de tension pour un onduleur multicellulaire à n niveaux [10],[70]

3. Dynamique de l'Équilibrage

La dynamique de la tension du condensateur s'écrit :

$$\frac{d\bar{v}_{C_{jk}}}{dt} = \frac{\bar{i}_{C_{jk}}}{C_{jk}} \tag{II.27}$$

soit :

$$\frac{d\bar{V}_{C_{jk}}}{dt} = \frac{(d_{jk+1} - d_{jk})\bar{i}_{chj}}{C_{jk}} \quad (\text{II.28})$$

En introduisant les actions de commande correctives Δd_{jk+1} et Δd_{jk} (voltage balancing control action):

$$\begin{aligned} d_{jk+1} &= V_{chj} + \Delta d_{jk+1} \\ d_{jk} &= V_{chj} + \Delta d_{jk} \end{aligned} \quad (\text{II.29})$$

Ainsi, lorsque les tensions des condensateurs s'écartent de leurs valeurs de référence, la PWM se modifie automatiquement pour compenser ces écarts. Lorsque les tensions sont équilibrées, les corrections deviennent nulles et aucune distorsion n'est introduite dans la tension de sortie. La fréquence de commutation demeure inchangée.

4. Loi de Commande Proportionnelle

Les variations de rapport cyclique sont données par :

$$\begin{aligned} \Delta d_{jk+1} &= \text{sign}(i_{chj})(e_{jk} - e_{jk+1})k_p \\ \Delta d_{jk} &= \text{sign}(i_{chj})(e_{jk-1} - e_{jk})k_p \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

où e_{jk} représente l'erreur de tension du condensateur et k_p est le gain proportionnel.

En substituant dans la relation précédente, on obtient la dynamique d'équilibrage :

$$\frac{\Delta\bar{V}_{C_{jk}}}{\Delta t} = \frac{1}{C_{jk}} (2e_{jk} - e_{jk+1} - e_{jk-1})|\bar{i}_{chj}|k_p \quad (\text{II.31})$$

Cette équation permet d'ajuster le paramètre k_p afin d'obtenir une réponse rapide et stable du système.

En considérant qu'un seul condensateur C_{jk} est déséquilibré et que son erreur de tension est $e_{jk} = \frac{V_{dc}}{n-1}$, le gain proportionnel peut être estimé par [70]:

$$k_p = \frac{f C_{jk}}{2K|\bar{i}_{chj}|} \quad (\text{II.32})$$

où :

- K : nombre de périodes nécessaires pour rétablir l'équilibre,
- $|\bar{i}_{chj}|$: valeur moyenne du courant de sortie.

le courant de sortie est sinusoïdal, sa valeur moyenne est :

$$|\bar{i}_{chj}|_{avg} = \frac{2\sqrt{2}I_{ch-rms}}{\pi} \quad (\text{II.33})$$

D'où la relation finale :

$$k_p = \frac{\pi f C_{jk}}{4\sqrt{2}KI_{chj-rms}} \tag{II.34}$$

L'équation (II.34) fournit une approximation du paramètre K nécessaire pour atteindre l'équilibre dans les tensions des condensateurs volants. La détermination du nombre de périodes peut être faite de manière arbitraire, et dans les applications pratiques, elle n'est pas strictement limitée aux nombres entiers. Il est important d'observer qu'une valeur plus faible pour K améliore la dynamique de l'équilibrage de la tension. Typiquement, le paramètre K est idéalement réglé à un [3], [10], [63], [70].

5. Génération des signaux de commande s_{jk} des commutateurs de cellules

Les signaux de commande s_{jk} des commutateurs de cellules sont formés par comparaison mathématique entre les signaux de référence d_{jk} et les signaux triangulaires P_{jk} définis par l'équation (II.35) comme suit : [3], [60], [66], [67]

$$P_{jk} = \frac{2}{\pi} \left[a \sin \left(\sin(2\pi f_d t) - \frac{\pi}{2} - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \tag{II.35}$$

Pour chaque bras (j) et chaque cellule (k) on effectue la comparaison :

$$s_{jk} = \begin{cases} 1 & \text{si } d_{jk} \geq P_{jk} \\ 0 & \text{si } d_{jk} < P_{jk} \end{cases} \tag{II.36}$$

Ainsi chaque s_{jk} est un signal binaire déterminant l'état de la branche supérieure de la cellule (k) (avec complémentaire $\bar{s}_{jk} = 1 - s_{jk}$ pour l'interrupteur inférieur si on impose la complémentarité).

Comme indiqué dans la figure II.7, les trois porteuses de signaux à décalage de phase P_{jk} sont comparées aux cycles de service des commutateurs d_{jk} , afin de générer des impulsions de commutation pour commander les commutateurs complémentaires S_{jk} et \bar{S}_{jk}

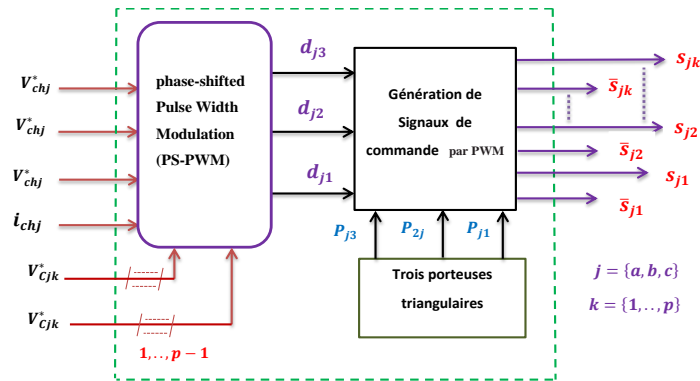


Figure II.7 : Structure générale de la génération des signaux de commande par la technique PS-PWM pour un bras (j) à trois cellules

II.5. Architecture du convertisseur multicellulaire utilisé pour notre application

Pour notre étude, la structure à quatre niveaux (4N) a été retenue comme la plus appropriée. Ce choix découle d'une analyse approfondie des compromis entre performance, complexité et faisabilité expérimentale. La configuration sélectionnée repose sur trois cellules de commutation, ce qui permet d'obtenir quatre niveaux de tension et constitue un compromis optimal entre le coût, le rendement énergétique et la qualité du courant injecté [71], [72].

Les principaux avantages d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux dans le cadre de la filtration active des perturbations (FAP) comme le montre la figure II.8, sont :

1. Amélioration de la qualité de la tension et réduction des harmoniques : l'onde de sortie se rapproche d'une sinusoïde, diminuant la distorsion harmonique totale (THD) du courant compensatoire injecté dans le réseau.
2. Réduction des contraintes sur les interrupteurs : la structure 4N diminue dv/dt , limitant le stress électrique sur les composants, réduisant les EMI et améliorant la CEM.
3. Division interne de la tension : chaque cellule supporte une fraction de la tension totale, permettant l'utilisation d'IGBT de tension nominale plus faible, avec de meilleures caractéristiques de commutation et des pertes réduites.
4. Simplicité et robustesse : comparé aux architectures à cinq niveaux ou plus, l'onduleur 4N présente une structure de circuit plus simple, un équilibre plus facile des condensateurs et des algorithmes de contrôle moins complexes.

L'onduleur à 3 cellules série (4 niveaux) constitue ainsi un compromis robuste et réalisable expérimentalement, parfaitement adapté à l'objectif de cette thèse, qui porte sur le développement de commandes robustes pour les filtres actifs parallèles multicellulaires.

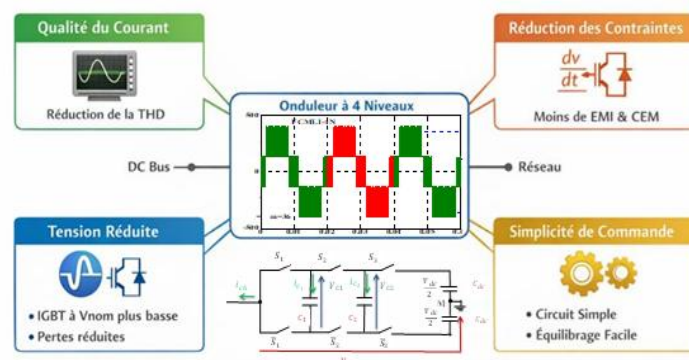


Figure II.8: les principaux avantages d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux pour la Filtration Active

Dans cette optique, la structure à 3 cellules de commutation (correspondant à 4 niveaux de tension) a été retenue pour la présente étude. Ce choix résulte d'un compromis optimal entre complexité de réalisation, coût, rendement énergétique et qualité du courant injecté. En effet, cette configuration permet :

- ✓ une réduction significative de l'ondulation du courant et de la distorsion harmonique totale (THD),
- ✓ une commande plus stable et plus simple à implémenter que pour les structures à 5 niveaux ou plus,
- ✓ et une efficacité accrue pour les puissances moyennes typiquement rencontrées dans les applications de filtres actifs parallèles (FAP).

Ainsi, l'onduleur à 3 cellules série – 4 niveaux offre un bon compromis entre performance, robustesse et faisabilité expérimentale, ce qui le rend particulièrement adapté à l'objectif de cette thèse portant sur le développement de commandes robustes pour un filtre actif parallèle multicellulaire.

II.5.1. Un bras d'un onduleur multicellulaire série à 3 cellules de commutation

La figure II.9 présente la structure d'un bras du convertisseur FCMLI à 4-niveaux. Il se compose de trois cellules de commutation séparées par deux condensateurs flottants. Pour une tension de bus continu V_{dc} , les tensions intermédiaires V_{C1} et V_{C2} sont respectivement égales à $2V_{dc}/3$ et $V_{dc}/3$, où j représente le courant de phase a, b ou c . Pour prévenir les courts-circuits, chaque cellule de commutation $(S_1, \bar{S}_1), (S_2, \bar{S}_2), (S_3, \bar{S}_3)$, doit être commandée de manière complémentaire.

Ainsi, cette topologie assure une meilleure gestion des tensions aux bornes des condensateurs flottants, limitant les contraintes sur les semi-conducteurs et améliorant la qualité de la tension délivrée. Cette approche modulaire et la méthode de commande MLI avec déphasage sont fondamentales pour garantir le bon équilibre des tensions et la réduction des harmoniques dans les convertisseurs multicellulaires série à condensateurs flottants [52].

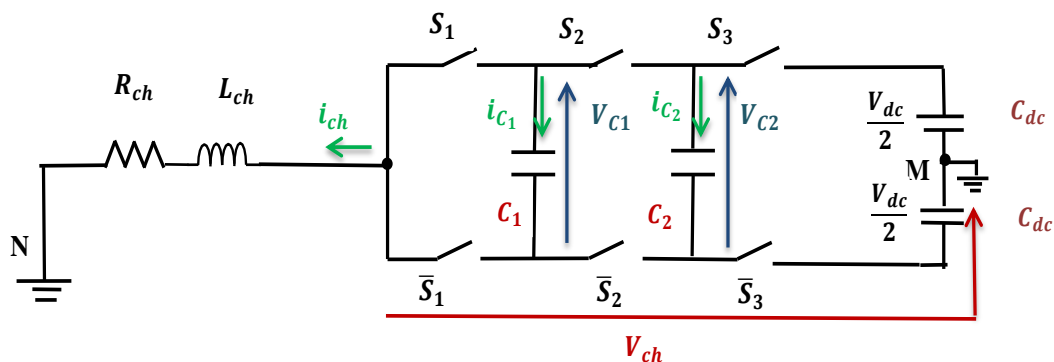


Figure II.9: Un bras d'un onduleur multicellulaire à 3 cellules (à point milieu) associé à une charge ($R - L$)

Afin d'analyser le principe de fonctionnement de la modulation MLI appliquée à l'onduleur multicellulaire série à trois cellules, la figure II.10 illustre les signaux porteurs triangulaires,

L'onduleur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

$$V_{dc} = 800V; f_r = 50HZ, f_p = mf_r; R = 20\Omega; L = 20mH; C_1 = C_2 = 0.1mF$$

La modulation est caractérisée par l'indice de modulation $m = \frac{f_r}{f_p}$, Taux de modulation

$$r = \frac{V_r}{V_p} = 0.9 [73]:$$

La figure II.11 illustre la structure d'un bras d'onduleur multicellulaire série à trois cellules de commutation, associée à une stratégie de modulation de largeur d'impulsion à porteuses déphasées (PS-PWM) pour la génération des signaux de commande des interrupteurs de puissance.

Les porteuses de la modulation PS-PWM sont déphasées temporellement de manière uniforme, assurant ainsi un décalage de phase effectif entre les signaux de commande. Cette stratégie permet une répartition harmonique plus équilibrée et contribue à l'amélioration des performances de l'onduleur multicellulaire. La Figure II.10 illustre les signaux porteurs triangulaires déphasés utilisés dans cette technique de modulation.

La modélisation et la simulation de l'onduleur multicellulaire série ont été réalisées sous MATLAB/Simulink en utilisant la bibliothèque SimPowerSystems. Les interrupteurs de puissance, les sources et les éléments passifs sont modélisés à l'aide de blocs électriques spécialisés, tandis que la stratégie de commande PS-PWM est implémentée via des blocs Simulink assurant une compatibilité directe avec l'environnement de puissance.

Un bras d'onduleur FCMLI à quatre niveaux est constitué de trois cellules de commutation commandées par des interrupteurs complémentaires (S_i ou \bar{S}_i). Ce qui conduit à ($2^3 = 8$) états de commutation possibles.

Le tableau II.3 présente les différentes configurations possibles pour un convertisseur multicellulaire à 4 niveaux FCMLI. Chaque configuration exprime l'état de conduction des semi-conducteurs S_1, S_2, S_3 , où chaque commande vaut 0 ou 1

Par exemple, une commande à 1 pour S_1 signifie que l'interrupteur supérieur est passant tandis que son complémentaire \bar{S}_1 est bloqué. Cette alternance assure un fonctionnement complémentaire sécurisé des interrupteurs dans chaque cellule. Les quatre niveaux de tension de sortie possibles correspondant à ces configurations sont ($\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{6}, -\frac{V_{dc}}{6}, -\frac{V_{dc}}{2}$).

Ces niveaux correspondent à la sommation des tensions aux bornes des condensateurs flottants dans les différentes cellules selon leurs états de commutation respectifs. Cette granularité permet une meilleure approximation des formes d'onde sinusoïdales et la réduction des harmoniques à la sortie du convertisseur.

La commande de l'onduleur est mise en œuvre selon une architecture en boucle fermée, assurant une surveillance continue des grandeurs électriques internes et de sortie. Les tensions aux bornes des condensateurs flottants (V_{C_1}, V_{C_2}), ainsi que la tension de sortie et/ou le courant de charge, sont mesurés en temps réel et comparés à leurs valeurs de référence. Les erreurs résultantes sont traitées par des régulateurs appropriés afin d'ajuster dynamiquement les signaux de commande générés par la PS-PWM.

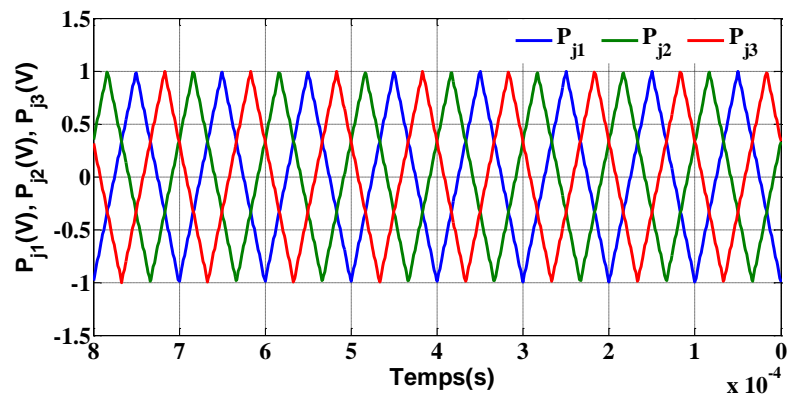


Figure II.10: les signaux porteurs triangulaires signaux de modulation PS-PWM pour bras multicellulaire à trois cellules

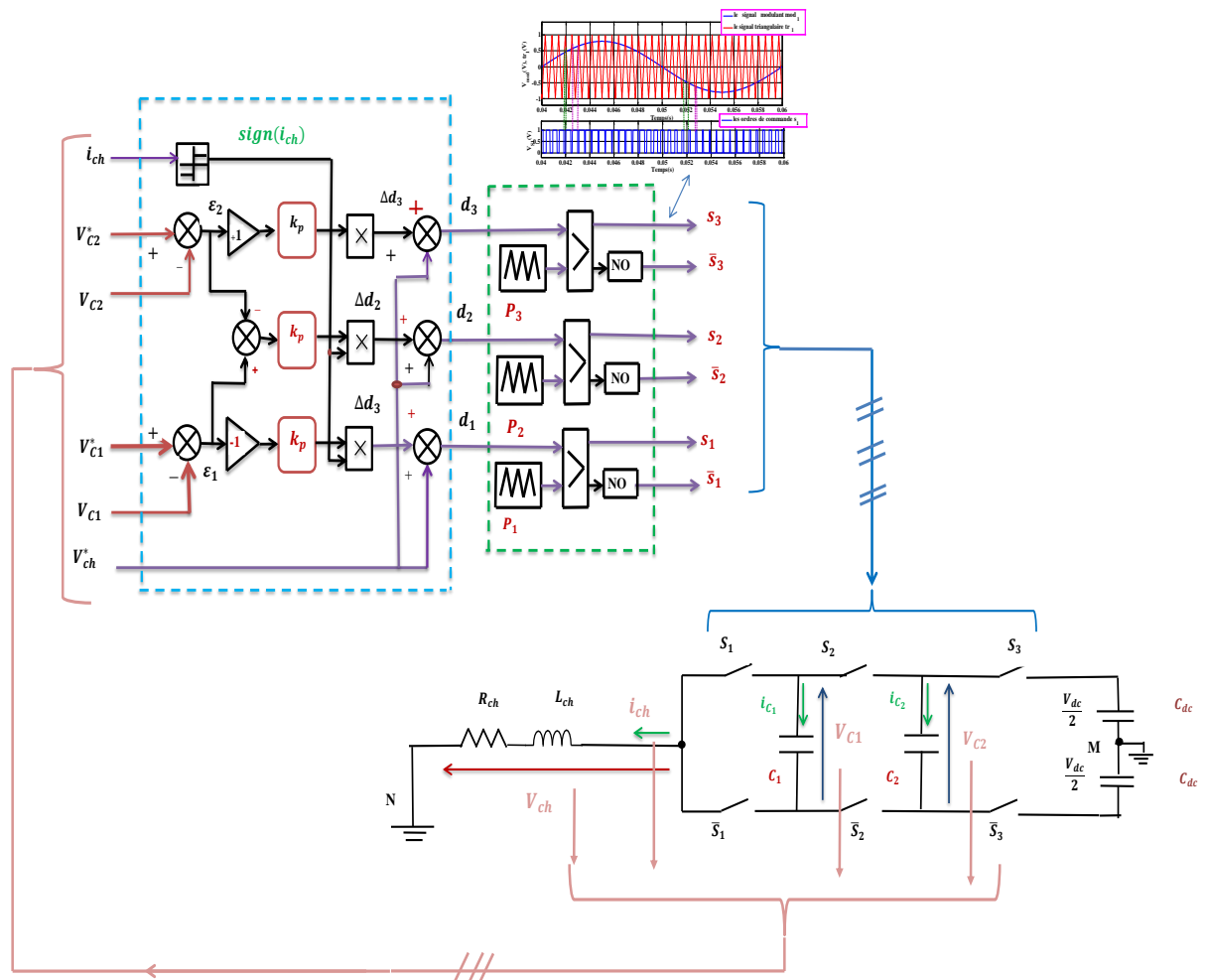


Figure II.11: Structure d'un bras multicellulaire série à trois cellules associée à une stratégie PS-PWM

<p>1</p>	<table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr> <td>S_1</td> <td>S_2</td> <td>S_3</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </table> <p>S_1, S_2, S_3 sont ouverts $\bar{S}_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3$ sont fermés Les tensions des interrupteurs</p> <p>$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$ $V_{\bar{S}_1} = \frac{V_{dc}}{3}, V_{\bar{S}_2} = \frac{V_{dc}}{3},$ $V_{\bar{S}_3} = \frac{V_{dc}}{3}$</p>	S_1	S_2	S_3	0	0	0	<p style="text-align: center;">La tension de charge $V_{ch} = -\frac{V_{dc}}{2}$</p>
S_1	S_2	S_3						
0	0	0						
<p>2</p>	<table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr> <td>S_1</td> <td>S_2</td> <td>S_3</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </table> <p>S_1, S_2, \bar{S}_3 sont ouverts $\bar{S}_1, \bar{S}_2, S_3$ sont fermés.</p> <p>$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$ $V_{S_1} = \frac{V_{dc}}{3}, V_{S_2} = \frac{V_{dc}}{3},$ $V_{\bar{S}_3} = \frac{V_{dc}}{3}$</p>	S_1	S_2	S_3	0	0	1	<p style="text-align: center;">La tension de charge $V_{ch} = -\frac{V_{dc}}{6}$</p>
S_1	S_2	S_3						
0	0	1						
<p>3</p>	<table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr> <td>S_1</td> <td>S_2</td> <td>S_3</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table> <p>S_1, \bar{S}_2, S_3 sont ouverts $\bar{S}_1, S_2, \bar{S}_3$ sont fermés.</p> <p>$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$ $V_{S_1} = \frac{V_{dc}}{3}, V_{S_2} = \frac{V_{dc}}{3},$ $V_{S_3} = \frac{V_{dc}}{3}$</p>	S_1	S_2	S_3	0	1	0	<p style="text-align: center;">La tension de charge $V_{ch} = -\frac{V_{dc}}{6}$</p>
S_1	S_2	S_3						
0	1	0						
<p>4</p>	<table border="1" style="width: 100%; text-align: center;"> <tr> <td>S_1</td> <td>S_2</td> <td>S_3</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </table> <p>$S_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3$ sont ouverts \bar{S}_1, S_2, S_3 sont fermés.</p> <p>$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$ $V_{S_1} = \frac{V_{dc}}{3}, V_{S_2} = \frac{V_{dc}}{3},$ $V_{\bar{S}_3} = \frac{V_{dc}}{3}$</p>	S_1	S_2	S_3	0	1	1	<p style="text-align: center;">La tension de charge $V_{ch} = -\frac{V_{dc}}{6}$</p>
S_1	S_2	S_3						
0	1	1						

5	<table border="1"> <thead> <tr> <th>S_1</th> <th>S_2</th> <th>S_3</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	S_1	S_2	S_3	1	0	0	<p>La tension de charge $V_{ch} = -\frac{V_{dc}}{6}$</p>
	S_1	S_2	S_3					
1	0	0						
<p>$\bar{S}_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3$ sont ouverts $S_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3$ sont fermés $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$ $V_{\bar{S}_1} = \frac{V_{dc}}{3}, V_{\bar{S}_2} = \frac{V_{dc}}{3},$ $V_{\bar{S}_3} = \frac{V_{dc}}{3}$</p>								
6	<table border="1"> <thead> <tr> <th>S_1</th> <th>S_2</th> <th>S_3</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	S_1	S_2	S_3	1	0	1	<p>La tension de charge $V_{ch} = \frac{V_{dc}}{6}$</p>
	S_1	S_2	S_3					
1	0	1						
<p>$\bar{S}_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3$ sont ouverts S_1, \bar{S}_2, S_3 sont fermés. $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$ $V_{\bar{S}_1} = \frac{V_{dc}}{3}, V_{\bar{S}_2} = \frac{V_{dc}}{3},$ $V_{\bar{S}_3} = \frac{V_{dc}}{3}$</p>								
7	<table border="1"> <thead> <tr> <th>S_1</th> <th>S_2</th> <th>S_3</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	S_1	S_2	S_3	1	1	0	<p>La tension de charge $V_{ch} = \frac{V_{dc}}{6}$</p>
	S_1	S_2	S_3					
1	1	0						
<p>$\bar{S}_1, \bar{S}_2, S_3$ sont ouverts $\bar{S}_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3$ sont fermés. $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$ $V_{\bar{S}_1} = \frac{V_{dc}}{3}, V_{\bar{S}_2} = \frac{V_{dc}}{3},$ $V_{S_3} = \frac{V_{dc}}{3}$</p>								
8	<table border="1"> <thead> <tr> <th>S_1</th> <th>S_2</th> <th>S_3</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> </tbody> </table>	S_1	S_2	S_3	1	1	1	<p>La tension de charge $V_{ch} = \frac{V_{dc}}{2}$</p>
	S_1	S_2	S_3					
1	1	1						
<p>$\bar{S}_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3$ sont ouverts S_1, S_2, S_3 sont fermés. $V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = 0$ $V_{\bar{S}_1} = \frac{V_{dc}}{3}, V_{\bar{S}_2} = \frac{V_{dc}}{3},$ $V_{S_3} = \frac{V_{dc}}{3}$</p>								

Tableau II.3 : Table des configurations possibles pour un bras d'un onduleur multicellulaire série à 3 cellules FCMLI 4-niveaux.

La figure II.12 illustre l'évolution temporelle et le spectre harmonique de la tension simple d'un bras d'onduleur multicellulaire série (FCMLI), on observe que la tension simple d'un bras d'onduleur à quatre niveaux ($\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{6}, -\frac{V_{dc}}{6}, -\frac{V_{dc}}{2}$) présente une symétrie par rapport à $T/4$. Cette configuration permet une réduction du THD, en repoussant les harmoniques de rang faible vers les hautes fréquences $3f_p$ (ou $3mf_m$), et facilite le dimensionnement des filtres de sortie, qui peuvent ainsi être plus compacts et moins coûteux.

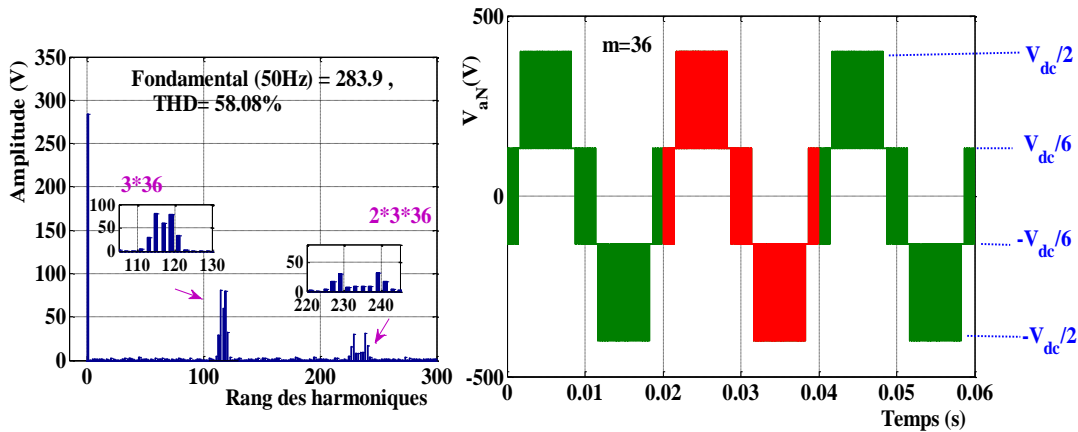


Figure II.12: Évolution temporelle et spectre harmonique de la tension simple d'un bras d'onduleur multicellulaire série à quatre niveaux,

La figure II.13 présente le courant de charge $i_{ch}(t)$ et son spectre harmonique, La forme quasi sinusoïdale du courant confirme la capacité de l'onduleur à générer un courant de bonne qualité, indispensable à l'élimination des harmoniques de bas ordre.

L'analyse spectrale montre que les composantes harmoniques sont repoussées vers des fréquences élevées liées à la modulation. Ces résultats démontrent l'adéquation de la structure multicellulaire série à la réalisation de filtres actifs parallèles performants.

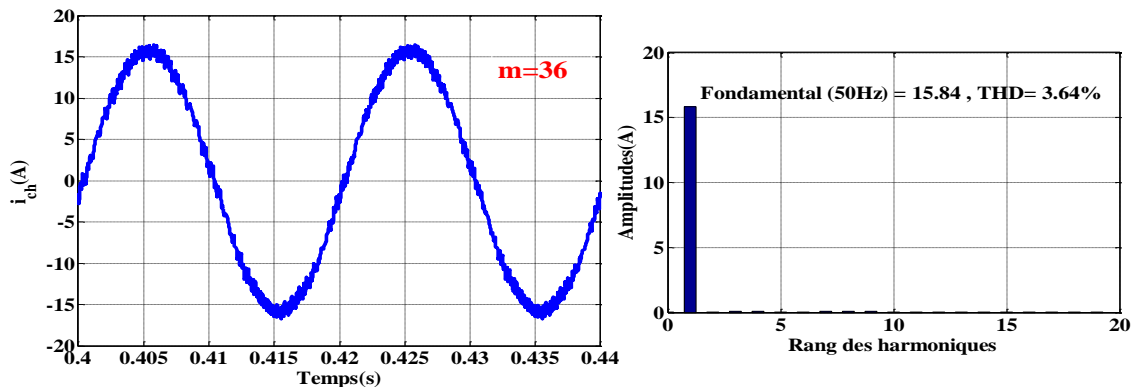


Figure II.13: Formes d'onde et analyse spectrale du courant de charge $i_{ch}(t)$ d'un bras d'onduleur multicellulaire série à trois cellules (à quatre niveaux)

La figure II.14 présente l'évolution temporelle des tensions aux bornes des condensateurs flottants V_{C_1} et V_{C_2} . Les résultats montrent une convergence rapide et stable vers les valeurs de référence $\frac{V_{dc}}{3}$ et $\frac{2V_{dc}}{3}$, avec un temps d'établissement inférieur à 0,1 s, ce qui confirme l'efficacité de la modulation MLI à porteuses décalées pour l'équilibrage des tensions capacitives.

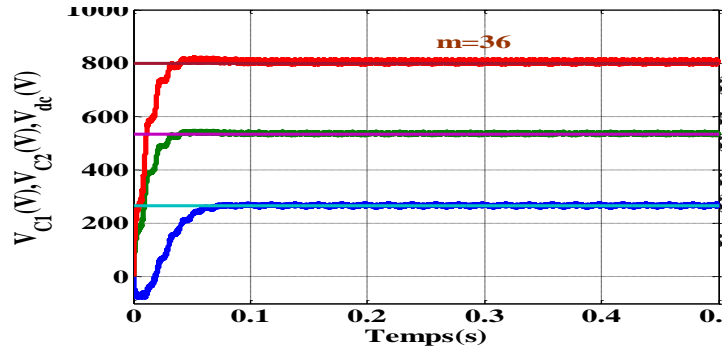


Figure II.14: Evolution temporelle des tensions des condensateurs (V_{C_1}, V_{C_2}) et de la tension continue V_{dc}

II.5.2. Onduleur multicellulaire série à 3 cellules triphasées

La structure d'un onduleur multicellulaire série triphasé a 4-niveaux est composée de trois bras multicellulaires, comme le montre la figure II.15. En notant l'indice du bras j ($j = \{a, b, c\}$), on adopte la notation, s_{jk} représente la commande de la cellule k du bras j , $V_{C_{jk}}$ est la tension du condensateur k du bras j .

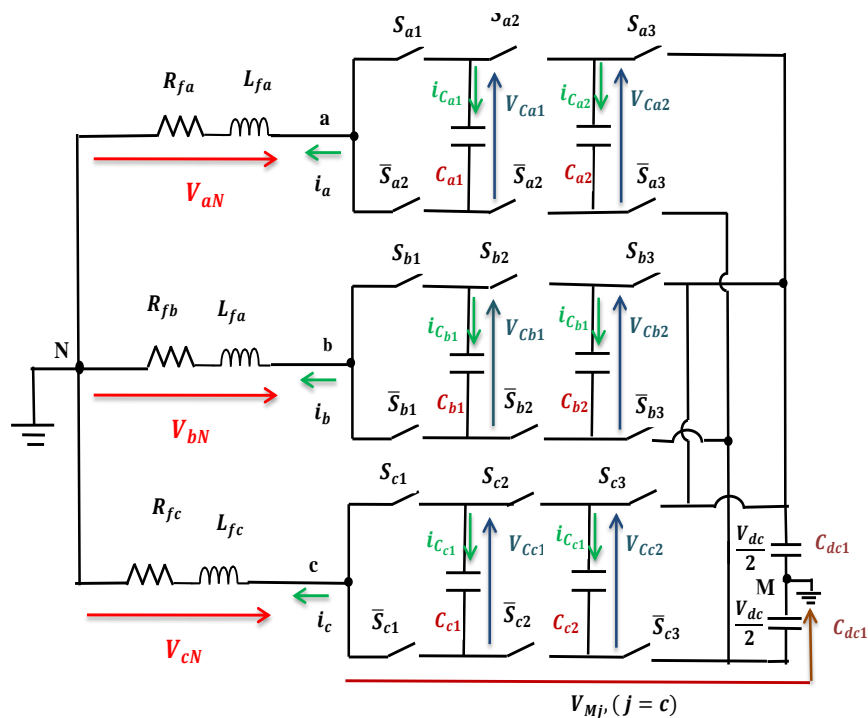


Figure II.15: Onduleur multicellulaire multiniveaux série triphasé à 3 cellules

- **La tension aux bornes du condensateur**

En se référant à la figure II.16, la tension aux bornes du condensateur est associée au courant de charge et est influencée par la commande des interrupteurs. La représentation du courant circulant à travers un condensateur est la suivante :

Pour le bras $j = \{a, b, c\}$:

$$\begin{aligned}\frac{dV_{C_{j1}}}{dt} &= \frac{(s_{j2} - s_{j1})}{C_1} i_{ch} \\ \frac{dV_{C_{j2}}}{dt} &= \frac{(s_{j3} - s_{j2})}{C_2} i_{ch}\end{aligned}\quad (\text{II.37})$$

- Tensions composées de l'onduleur multicellulaire triphasé

Les tensions composées (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) de l'onduleur multicellulaire triphasé sont obtenues à partir des tensions de bras et sont fonction des états de commutation des cellules s_{j1}, s_{j2} et s_{j3} , ainsi que des tensions des condensateurs flottants ($V_{C_{j1}}, V_{C_{j2}}$)

Les tensions de sortie V_{jM} est égale à la somme des tensions aux bornes des condensateurs flottants

$$V_{jM} = \sum_{k=1}^3 (V_{C_{jk}} - V_{C_{jk-1}}) s_{jk} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.38})$$

$$V_{jM} = (V_{C_{j1}} - V_{C_{j0}}) s_{j1} + (V_{C_{j2}} - V_{C_{j1}}) s_{j2} + (V_{C_{j3}} - V_{C_{j2}}) s_{j3} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.39})$$

Avec $V_{C_0} = 0, V_{C_3} = \frac{V_{dc}}{2}$

Alors

$$V_{jM} = (s_{j1} - s_{j2}) V_{C_{j1}} + (s_{j2} - s_{j3}) V_{C_{j2}} + s_{j3} \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{II.40})$$

On peut donner l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (s_{a1} - s_{a2}) V_{C_{a1}} + (s_{a2} - s_{a3}) V_{C_{a2}} + s_{a3} \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \\ (s_{b1} - s_{b2}) V_{C_{b1}} + (s_{b2} - s_{b3}) V_{C_{b2}} + s_{b3} \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \\ (s_{c1} - s_{c2}) V_{C_{c1}} + (s_{c2} - s_{c3}) V_{C_{c2}} + s_{c3} \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Les tensions simples

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{aM} - V_{NM} \\ V_{bN} = V_{bM} - V_{NM} \\ V_{cN} = V_{cM} - V_{NM} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

On admettant que les tensions simples sont équilibrées [74] :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0 \quad (\text{II.43})$$

On aura donc

$$V_{NM} = -\frac{1}{3}(V_{aM} + V_{bM} + V_{cM}) \tag{II.44}$$

De (II.42) et (II.44) Les potentiels des nœuds a, b et c de l'onduleur triphasé multicellulaires série triphasé par rapport au point n sont donnés par le système suivant

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{bmatrix} \tag{II.45}$$

A partir des relations (II.40) et (II. 45), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (s_{a1} - s_{a2})V_{Ca1} + (s_{a2} - s_{a3})V_{Ca2} + s_{b3} \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \\ (s_{b1} - s_{b2})V_{Cb1} + (s_{b2} - s_{b3})V_{Cb2} + s_{b3} \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \\ (s_{c1} - s_{c2})V_{Cc1} + (s_{c2} - s_{c3})V_{Cc2} + s_{c3} \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} \tag{II.46}$$

Figure II.16 ci-dessous illustre la représentation vectorielle des tensions simples et des tensions composées dans un onduleur multicellulaires série triphasé

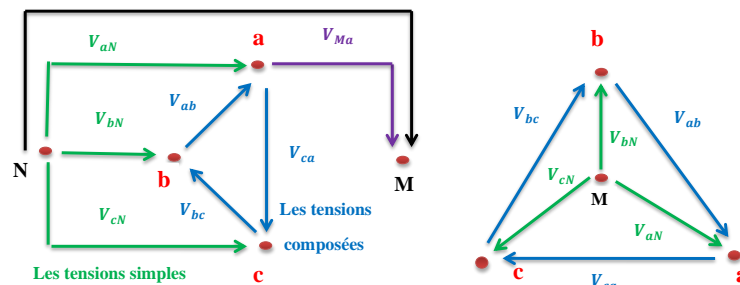


Figure II.16 : Représentation vectorielle des tensions simples et des tensions composées d'un onduleur multicellulaires série triphasé

Les signaux de commande s_{jk} sont générés par la comparaison entre des signaux modulateurs sinusoïdaux, propres à chaque phase, et des signaux porteurs triangulaires déphasés entre eux. Cette technique repose sur la méthode PSPWM (Phase-Shifted Pulse Width Modulation), dans laquelle chaque cellule du convertisseur reçoit une porteuse décalée d'un angle constant. Ce déphasage permet de répartir uniformément les harmoniques dans le spectre de sortie et de favoriser l'équilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants, comme l'illustre la figure II.17

Pour une topologie à trois porteuses (une par cellule), on génère trois porteuses triangulaires ($k = \{1, 2, 3\}$) identiques en amplitude et fréquence f_d mais décalées en phase de ($\Delta\varphi = \frac{2\pi}{3}$) (PS-PWM). Les porteuses P_{jk} (normalisées sur $[-1,1]$) s'écrivent souvent :

$$P_{jk} = \frac{2}{\pi} \left[a \sin \left(\sin(2\pi f_a t) - \frac{\pi}{2} - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \tag{II.47}$$

D'après le paragraphe précédent II.4.2.2, et selon la figure II.7 on peut déduire le dynamique de l'équilibrage des tensions dans un onduleur multicellulaire série triphasé à trois cellules.

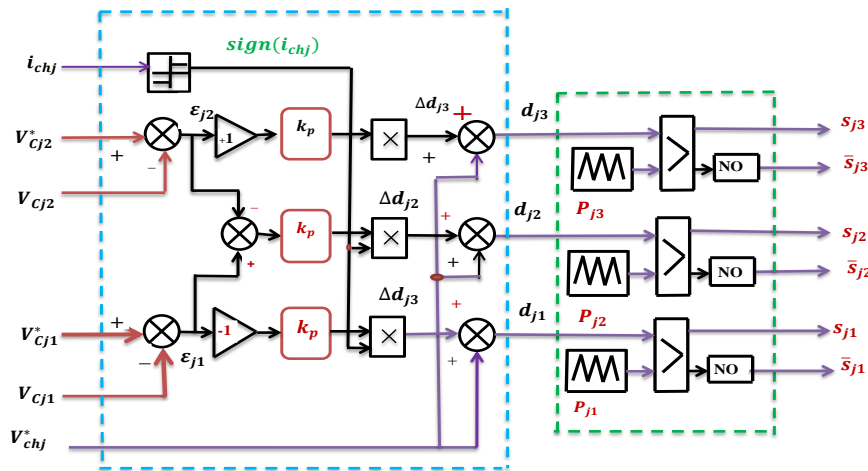


Figure II.17 : Dynamique de l'équilibrage pour un bras (j) dans un onduleur multicellulaire série triphasé à trois cellules

II.5.3. Simulation d'un onduleur multicellulaires série triphasé

La figure II.7 illustre la structure d'un onduleur multicellulaire triphasé à trois cellules en demi-pont alimentant une charge de type R - L. Cette configuration est représentative des topologies employées dans les applications de moyenne et haute puissance. Les paramètres de simulation utilisés sont résumés dans le Tableau II.4.

Paramètre	Valeur
La tension .d'alimentation V_{dc}	800 V
Les valeurs des .condensateurs C_1, C_2	40 μ F
fréquence de découpage f_d	(36*50)Hz
La résistance de charge R_{ch}	20 Ω
L'inductance de charge L_{ch}	20 mH
La fréquence de la modulante f_{mod}	50 Hz
profondeur de modulation r	0.9
Paramètre de commande k_p	0.015

Tableau II.4 : les paramètres de simulation

figure II.18 présente l'évolution temporelle la tension simple d'un bras d'un onduleur triphasé multicellulaire à quatre niveaux, commandé par une modulation MLI à porteuses multiples (PSPWM). La tension composée présente quatre niveaux discrets ($2\frac{V_{dc}}{3}, \frac{V_{dc}}{3}, -\frac{V_{dc}}{3}, -2\frac{V_{dc}}{3}$). On constate que la tension simple aux bornes de la charge présente une symétrie par rapport à $T/4$. Par conséquent, seuls les harmoniques impairs sont présents dans le spectre. De plus, ces harmoniques se regroupent autour des fréquences multiples de $3mf_{mod}$.

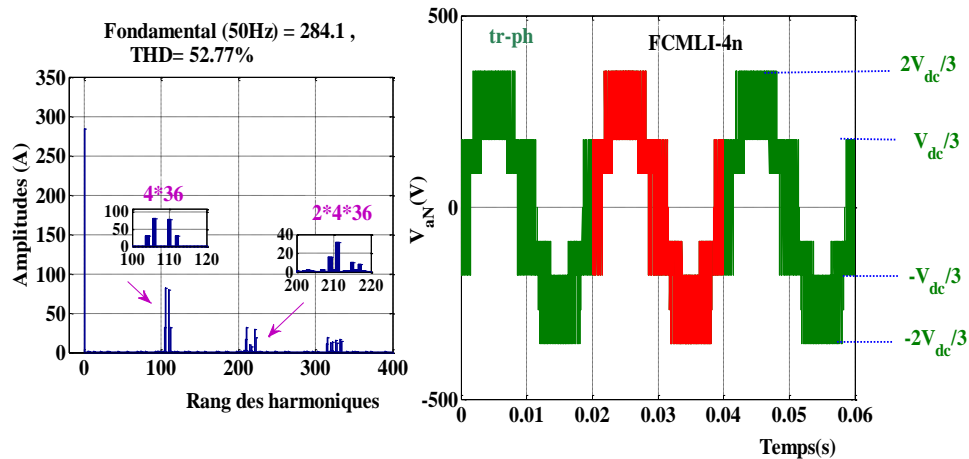


Figure II.18 : la tension simple d'un bras d'un onduleur triphasé multicellulaire série FCMLI à quatre niveaux, et analyse spectrale correspondante

Sur la figure II.19 les performances statiques et dynamiques de l'onduleur multicellulaire série à quatre niveaux alimentant une charge triphasée, il représente l'évolution temporelle du courant de la phase (a). On observe une allure sinusoïdale quasi-parfaite. L'augmentation du nombre de niveaux (quatre dans ce cas) permet de réduire significativement les sauts de tension dv/dt , ce qui se traduit par une ondulation de courant résiduelle très faible.

Le spectre fréquentiel confirme la qualité de l'énergie fournie : Le taux (Total Harmonic Distortion) obtenu est de 1.47%. Ce résultat est particulièrement probant puisqu'il est largement inférieur à la limite de 5% imposée par la norme IEEE 519. L'analyse du spectre montre que les harmoniques de rang inférieur sont pratiquement éliminés.

La figure inférieure présente les courants des trois phases ($i_a(t), i_b(t), i_c(t)$). L'observation de ces signaux permet de conclure que :

- Le système est parfaitement équilibré en amplitude.
- Le déphasage de 120° entre les phases est rigoureusement respecté.
- La symétrie des formes d'ondes confirme la stabilité de l'algorithme de commande et la répartition équilibrée de la puissance active sur les trois bras de l'onduleur multicellulaire série à quatre niveaux.

Enfin, la figure II.20 présente les signaux de commande ainsi que les contraintes en tension appliquées à un interrupteur du bras de l'onduleur. Ces résultats mettent en évidence la répartition uniforme des contraintes électriques entre les interrupteurs, garantissant ainsi une meilleure fiabilité et une réduction du stress sur les composants de puissance.

La topologie FCMLI permet de limiter les contraintes en tension appliquées aux interrupteurs, chaque composant ne supportant théoriquement qu'une fraction de la tension du bus continu, soit $(\frac{V_{dc}}{3})$ pour une structure à trois cellules.

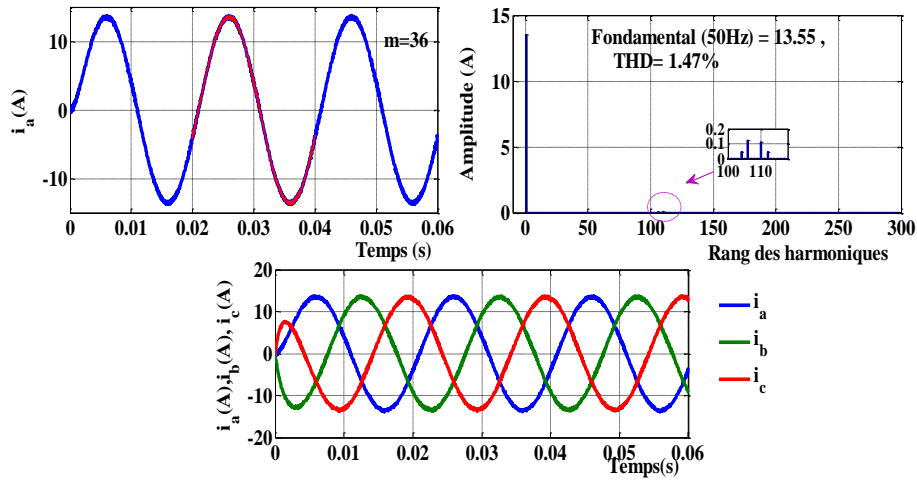


Figure II.19 Caractéristiques des courants de sortie de l'onduleur FCMLI à quatre niveaux

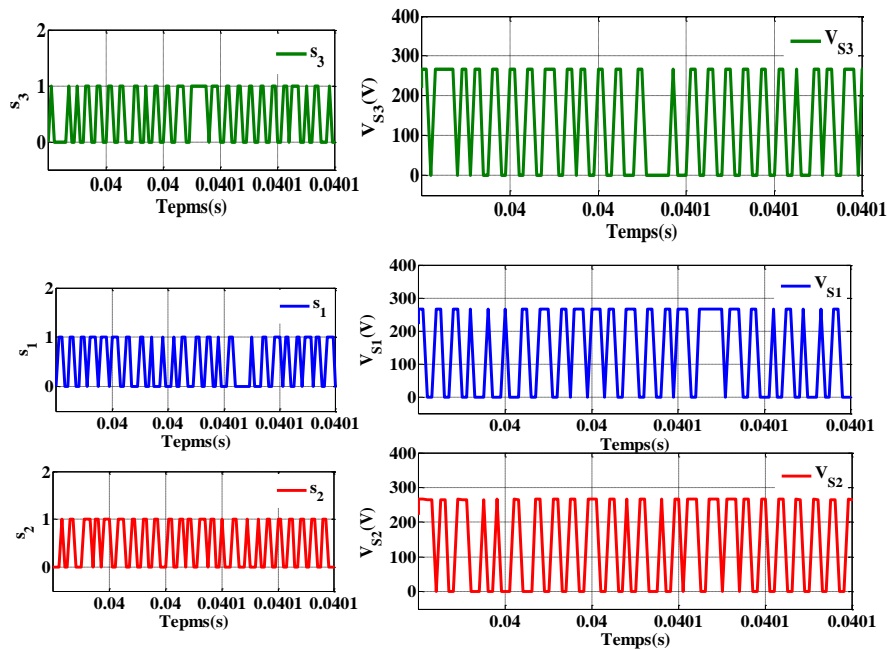


Figure II.20 : Les signaux de commande et les contraintes en tension sur un interrupteur dans un d'un bras de l'onduleur multicellulaire à trois cellules

la simulation confirme que la topologie multicellulaire série triphasée offre une tension de sortie de haute qualité, un courant de charge faiblement distordu, et un équilibrage naturel stable des condensateurs flottants, ce qui en fait une solution performante pour les applications de filtre actif parallèle nécessitant une qualité d'énergie élevée et une robustesse accrue.

Choix du composant de puissance pour l'application d'un filtre actif parallèle

La figure présente les domaines d'utilisation des principaux composants de l'électronique de puissance en fonction de la fréquence de commutation et du niveau de puissance. Dans un filtre actif parallèle (FAP), le choix du composant est essentiel pour assurer une bonne compensation des harmoniques, une réponse dynamique rapide et une qualité optimale du courant injecté au réseau.

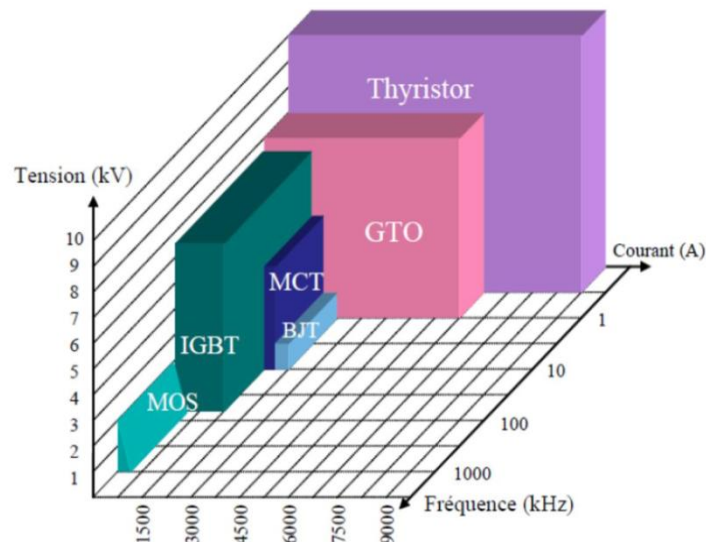


Figure II.21 : Relation puissance–fréquence de commutation et choix des composants de puissance pour un filtre actif parallèle à onduleur multicellulaire

Les MOSFET sont adaptés aux applications à haute fréquence et faible ou moyenne puissance, offrant une excellente dynamique mais avec des limites en tension et en courant. Les IGBT constituent un compromis entre puissance admissible et fréquence de commutation, ce qui les rend largement utilisés dans les FAP de moyenne et forte puissance. En revanche, les GTO et les thyristors supportent des puissances très élevées mais fonctionnent à faible fréquence, ce qui limite leur efficacité pour la compensation harmonique rapide. Ainsi, le choix du composant repose sur un compromis entre fréquence de commutation, pertes, contraintes thermiques et niveau de puissance requis.

Dans un filtre actif parallèle (FAP) à base de convertisseur multicellulaire, le choix du composant dépend de plusieurs paramètres liés à l'architecture multiniveaux, notamment la tension du réseau, la puissance nominale, le THD exigé, la fréquence de commutation et les contraintes thermiques. Le principe consiste à répartir la tension sur plusieurs cellules, ce qui réduit la contrainte sur chaque interrupteur, améliore la qualité du courant et diminue le THD sans augmenter fortement la fréquence de commutation.

Ainsi, le choix du semi-conducteur (IGBT ou MOSFET) dépend de la tension par cellule, du courant à compenser et de la stratégie de modulation. Le dimensionnement repose sur un compromis entre performance harmonique, rendement et niveau de puissance requis.

II.6. Conclusion

Dans le présent chapitre, nous avons exposé en détail la structure et le principe de fonctionnement des convertisseurs multicellulaires série à condensateurs flottants (FCMLI). Nous avons également présenté les principaux modèles mathématiques et les stratégies de commande associées à cette architecture.

Ensuite, une analyse approfondie de la topologie générale a montré la constitution d'un bras élémentaire et le rôle essentiel des cellules de commutation dans la génération des différents niveaux de tension.

Deux schémas de modulation ont été présentés. Parmi eux, la modulation à décalage de phase (PS-PWM) s'est distinguée par sa simplicité et ses performances élevées. Il est ainsi démontré que le décalage en phase permet d'améliorer la répartition des commutations. Il contribue également à équilibrer les tensions des condensateurs flottants et à réduire les harmoniques de la tension de sortie.

Dans la dernière partie, l'architecture du convertisseur triphasé à trois cellules a été étudiée, et les résultats de simulation ont confirmé la pertinence des choix de commande. Cette configuration sera utilisée pour la réalisation d'un filtre actif parallèle basé sur un convertisseur multicellulaire, destiné à la compensation harmonique et à l'amélioration de la qualité de l'énergie injectée au réseau.

Ainsi, les connaissances acquises dans ce chapitre constituent une base solide pour le chapitre suivant, consacré à la modélisation et à la commande d'un filtre de puissance basé sur des convertisseurs multicellulaires.

Chapitre III

Modélisation et commande d'un filtre de puissance basé sur des convertisseurs multicellulaires

III.1 Introduction

Un filtre actif consiste essentiellement en un onduleur de tension [64], Les objectifs de cette recherche visent à améliorer les performances de compensation du filtre de puissance actif shunt.

Ce chapitre étudiera la structure générale du filtre actif à base d'onduleur multicellulaire, qui a été divisée en deux parties : la partie puissance et la partie contrôle. Dans la partie puissance, nous introduirons les trois principaux blocs de cette structure, à savoir l'onduleur multicellulaire [13], le circuit de stockage d'énergie et le filtre de couplage. Dans la partie contrôle, nous discuterons de l'identification des courants harmoniques, de la régulation de la tension DC et du courant du filtre actif [75].

La qualité de la compensation des courants harmoniques, des courants déséquilibrés et de la correction du facteur de puissance dépend non seulement de la structure du filtre, mais aussi de la méthode d'identification des composants harmoniques du courant. Elle dépend également du contrôle de l'onduleur pour les renvoyer au réseau.

Par conséquent, l'identification du courant polluant est une étape essentielle dans le processus de contrôle des filtres actifs. Depuis l'installation des premiers filtres actifs, plusieurs méthodes ont été développées pour identifier les courants de référence et générer les signaux de contrôle du filtre actif.

Dans ce chapitre, le filtre actif basé sur des convertisseurs multicellulaires triphasé est présentée, ainsi que son modèle mathématique dans les coordonnées de phase abc et dq . L'Equilibrage naturel des tensions des condensateurs flottants est discuté [70], et l'algorithme de génération du courant de référence est décrit.

Enfin, les résultats de simulations du système complet pour le cas d'une charge non linéaire déséquilibrée sont présentés et discutés.

III.2 Principe d'un filtre actif à base d'onduleur multicellulaire

Le filtre actif est connecté en parallèle au réseau et se compose d'un onduleur multicellulaire triphasé, d'un filtre de couplage et d'une source de stockage d'énergie [76], La figure (III.1) montre le synoptique et le principe d'un filtre actif parallèle. Ce dernier est le plus souvent commandé comme un générateur de courant.

Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs i_{fj} égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec eux, afin de rendre le courant du réseau électrique (i_{sj}) sinusoïdal. Il empêche les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau avant le point de connexion du filtre actif [13].

L'onduleur multicellulaire à condensateurs flottants utilise deux condensateurs de bus continu pour stabiliser efficacement la tension du bus continu V_{dc} . Il se compose d'un onduleur multicellulaire triphasé composé de $(6 \cdot 3)$ interrupteurs de courant réversibles avec (k) est le numéro de cellule $k = \{1,2,3\}$ et (j) est le numéro de phase $(j = \{a, b, c\})$.

Ces cellules sont reliées les unes aux autres par des condensateurs (C_{jk}), Chaque cellule contient deux composants électroniques de puissance complémentaires contrôlés par un commutateur binaire. Cela signifie que si l'interrupteur supérieur de la $j^{kème}$ cellule est fermé ($S_{jk} = 1$), l'interrupteur inférieur est ouvert. La fonction de contrôle de commutation est définie comme (S_{jk}) . La figure III.2 illustre la structure schématique de l'onduleur multicellulaire triphasé à condensateurs flottants (FCMLI), intégré au sein du filtre actif parallèle.[47] [3].

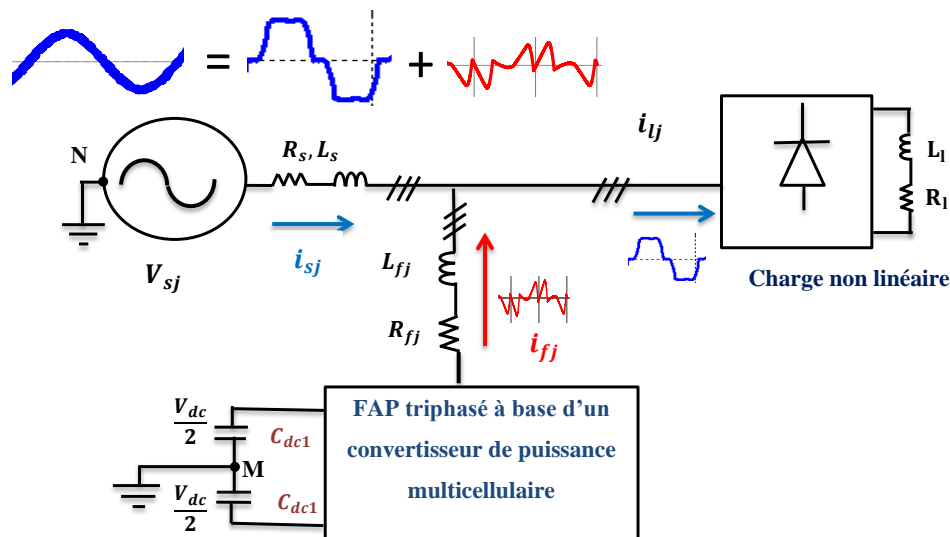


Figure III.1: Principe d'un Filtre actif parallèle

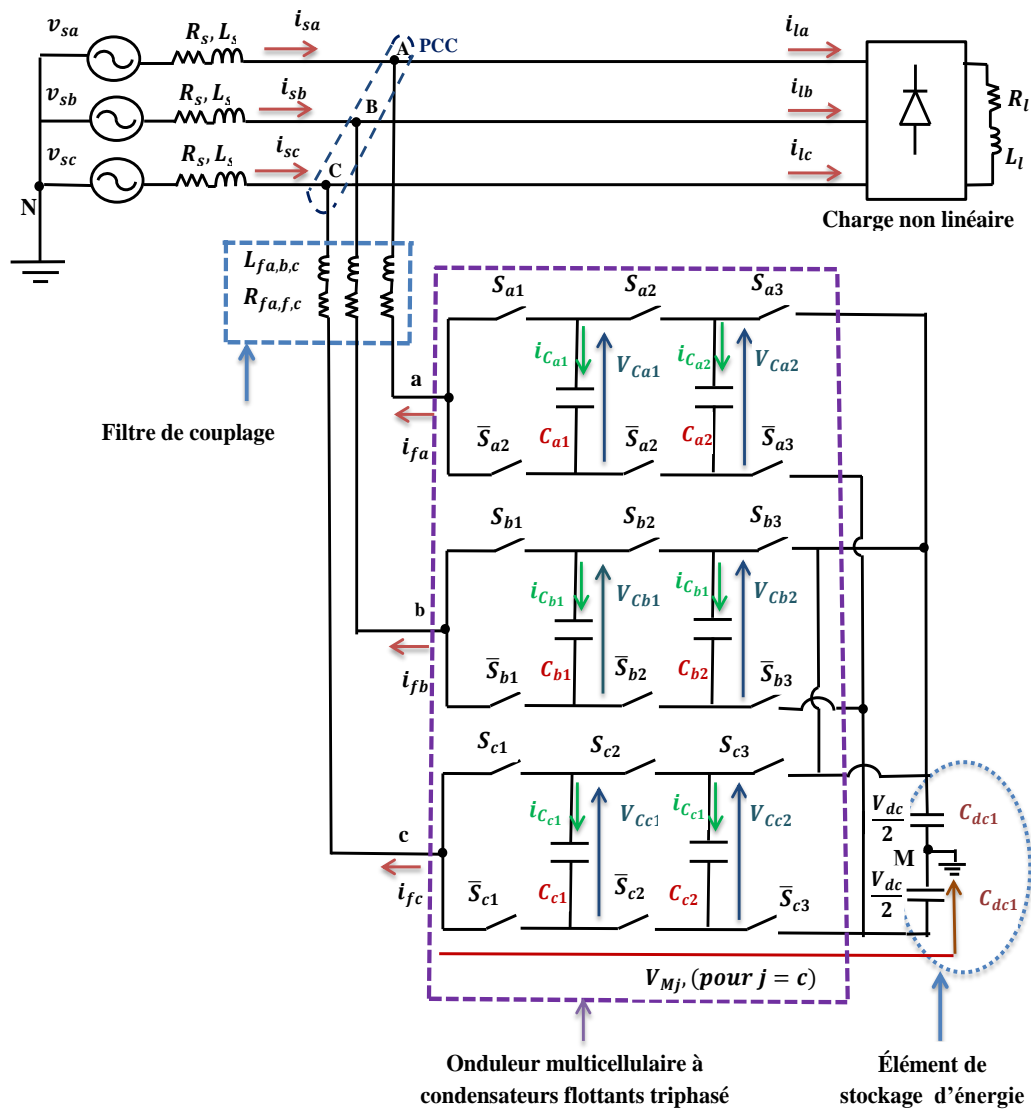


Figure III.2: Filtre actif parallèle à base d'un convertisseur de puissance multicellulaire connecté au réseau électrique triphasé

III.3 Structure d'un Filtre Actif Parallèle à base d'onduleur multicellulaire

- Le filtre actif parallèle à base d'un onduleur multicellulaire est généralement constitué de deux sous-ensembles principaux, comme l'illustre la Figure III.3.
- **Partie puissance** : cette partie est constituée d'un onduleur de tension basé sur des interrupteurs de puissance bi-contrôlables avec des diodes en anti-parallèle, d'un circuit de stockage d'énergie, fréquemment capacitif, et enfin d'un filtre de sortie inductif.
- **Partie commande - contrôle** : la partie de contrôle remplit quatre fonctions principales
- génération de courant de référence, (méthode du cadre de référence synchrone (SRF)) [77].
- la régulation du courant injecté (dans le cadre synchrone (SRF)) [16]

(Pour que les courants du filtre suivent leurs références)

- régulation de la tension du bus continu [3], [14].
- contrôle des tensions des condensateurs flottants (pour que les tensions des condensateurs flottants suivent leurs références) [3], [10],[70],[50].

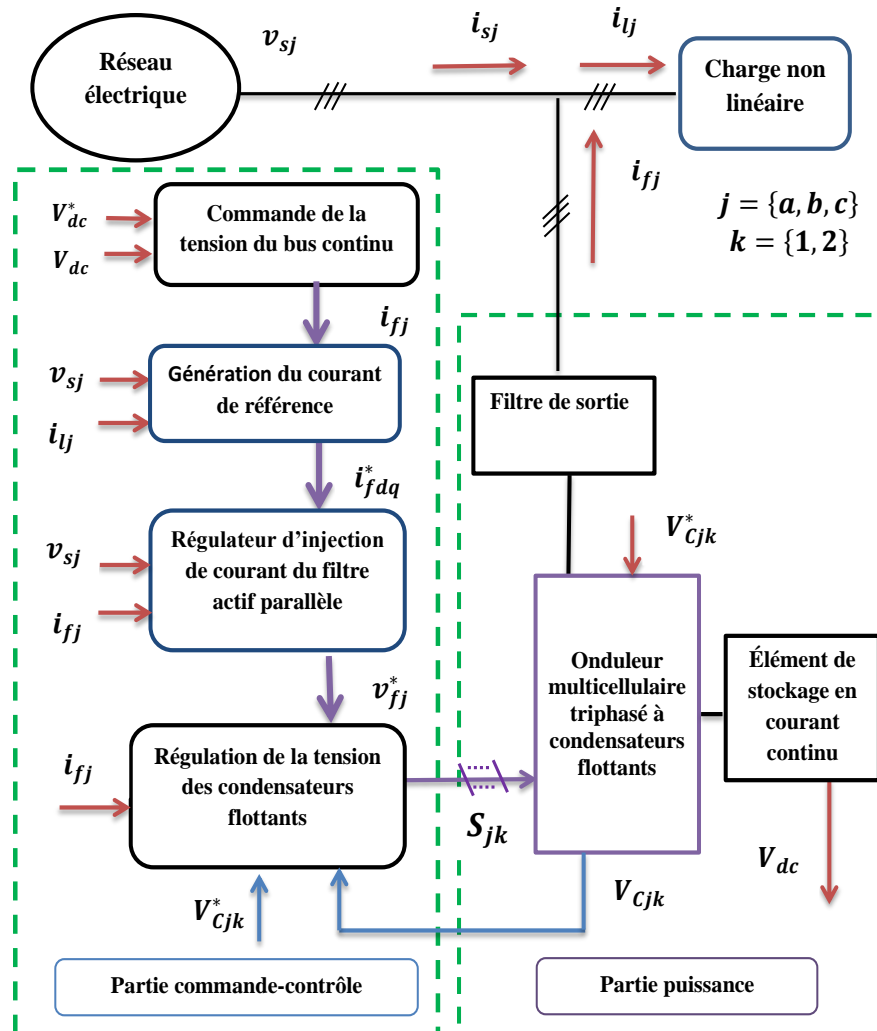


Figure III.3: Structure d'un filtre actif triphasé à base d'un convertisseur de puissance multicellulaire

III.3.1 Étude de la partie puissance du SAPF triphasé à base d'un convertisseur de puissance multicellulaire

Dans cette section, nous nous intéressons à la modélisation du filtre actif parallèle triphasé, basé sur un convertisseur de puissance multicellulaire. Ce système comprend principalement trois sous-ensembles fonctionnels :

- Le système de stockage d'énergie, assurant l'alimentation en énergie continue du convertisseur ;
- Le filtre de couplage, destiné à limiter les harmoniques et à assurer une transition fluide entre le réseau et le convertisseur ;

- L'onduleur multicellulaire, jouant le rôle d'interface de conversion entre la source continue et le réseau alternatif.

III.3.1.1 Système de stockage d'énergie

Le stockage d'énergie est effectué du côté bus continu DC par un système de stockage capacitif, représenté par un condensateur C_{dc} fonctionnant comme une source de tension DC. Le choix des paramètres du système de stockage notamment la tension de référence (V_{dc}^*) et la capacité C_{dc} influencent directement la dynamique et la performance de compensation du filtre actif parallèle. D'une part, une tension V_{dc} élevée améliore la réactivité et la rapidité de réponse du filtre actif parallèle.

D'autre part, les ondulations dans la tension de bus continu V_{dc} , causées par les courants générés par le filtre actif parallèle et limitées par le choix de la valeur de C_{dc} , peuvent diminuer la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Une valeur élevée de C_{dc} réduit les ondulations de V_{dc} mais augmente le coût et la taille du filtre actif parallèle [20].

III.3.1.2 Le filtre de sortie

Le dimensionnement d'un filtre de sortie dans un filtre actif parallèle multicellulaire requiert nécessairement un compromis entre deux critères fondamentaux

1. Assurer la dynamique du courant, exprimée par :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_{ref}}{dt} \quad (III.1)$$

Où :

i_f : Courant de filtre actuel.

i_{ref} : Courant de charge harmonique.

2. Empêcher la propagation des harmoniques de commutation du côté réseau.

Un filtre de sortie du premier ordre est le plus largement utilisé dans la littérature. Il se compose d'une inductance L_f avec une résistance interne R_f . Une valeur relativement faible de L_f permet une bonne dynamique du filtre actif.

. Cependant, une faible valeur de L_f permet à la majorité des harmoniques, induits par la commutation, de passer du côté réseau et d'affecter ainsi les installations et équipements électriques. Simultanément, une valeur relativement élevée de L_f empêche la transmission de ces harmoniques au réseau mais nécessite une tension V_{dc} plus élevée pour garantir les performances du filtre actif.

Pour limiter la propagation de ces harmoniques, un filtre passif auxiliaire peut être ajouté à la sortie de l'onduleur ou en amont du côté réseau pour absorber ces harmoniques liés à la commutation.

La principale tâche du filtre de sortie est de permettre le raccordement du convertisseur de tension au réseau, qui est fréquemment considéré comme une source de courant générant des courants harmoniques à partir de la différence de tensions entre la sortie du convertisseur et le réseau.

III.3.1.3 L'onduleur multicellulaire

Dans l'onduleur multicellulaire à condensateur flottantes, les condensateurs sont connectés en série dans la structure de commutation [14]. En commutant différents chemins, on peut additionner ou soustraire les tensions de ces Condensateurs pour former la tension de sortie multiniveaux.

Un onduleur FCMLI à n niveaux utilise $(n - 1)$ interrupteurs bidirectionnels (ou paires interrupteur/diode) et $(n - 1)$ condensateurs flottants par bras/phase.

Un bras d'un onduleur multicellulaire à 4 niveaux serait composé de deux paires d'interrupteurs en série (T_1/D_1 et T_2/D_2) et d'un condensateur flottant (C_1) connecté en parallèle à un des bras. Une source DC (V_{dc}) alimente l'ensemble.

Les niveaux de tension de sortie possibles à la sortie du bras (par rapport au point milieu de la source DC, pour un onduleur triphasé, on peut avoir 4 niveaux de tension entre les phases ($\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{6}, -\frac{V_{dc}}{6}, -\frac{V_{dc}}{2}$). Cette topologie offre des avantages significatifs, notamment en termes de flexibilité et de modularité, mais elle présente aussi des défis spécifiques, principalement liés à la gestion de l'équilibrage des tensions de ses condensateurs [64].

III.3.2 Étude de la partie commande du FAP triphasé à base d'un convertisseur de puissance multicellulaire

III.3.2.1 Générateur de courant de référence

L'identification du courant polluant est une étape essentielle dans le processus de commande des filtres actifs. A l'heure actuelle, les chercheurs continuent toujours à améliorer ces méthodes afin d'obtenir des meilleurs résultats. Plusieurs méthodes d'identification des courants de référence ont été développées depuis la mise en place des premiers filtres actifs afin de générer les signaux de référence servant à la commande du filtre actif.

Les deux méthodes d'identification habituellement utilisées seront développées pour être appliquées au filtre actif parallèle:

- la méthode des Puissances Instantanée réelle, Imaginaire et homopolaire (PIRI) ;
- la méthode par la méthode de Référentiel Synchrone (SRF)[78].

Il est généralement reconnu que la méthode SRF est plus performante que la méthode PQ pour l'extraction des harmoniques et la génération des références de courant, notamment en raison de sa robustesse aux conditions déséquilibrées et transitoires du réseau [79].

La charge non linéaire absorbe un courant qui contient à la fois des composantes harmoniques et fondamentales. Le rôle du filtre actif parallèle à base d'un convertisseur multicellulaire est de produire des courants harmoniques de même amplitude mais de phase opposée pour contrebalancer ceux absorbés par la charge. Ce processus vise à rendre le courant absorbé sinusoïdal dans le réseau. La détection précise de ces courants harmoniques est cruciale. La méthode SRF, illustrée à la Figure II.4, est utilisée pour générer des courants de référence pour les courants harmoniques dans la le repère dq .

La transformation de Park est utilisée ici pour convertir les courants de charge des coordonnées abc aux coordonnées (dq) afin de calculer les courants de référence pour le filtre actif parallèle à base d'un convertisseur multicellulaire:

Cette transformation des courants de charge de triphasé (i_{la}, i_{lb}, i_{lc}) à $i_{l\alpha}, i_{l\beta}$ est donnée par

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

La transformation des current $(i_{l\alpha}, i_{l\beta})$ vers (i_{ld}, i_{lq}) donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Le courant i_{ld} peut-être décomposé en deux termes, le fondamental et l'harmonique. Le terme harmonique se comporte comme une composante alternée et le terme fondamental se comporte donc comme une composante continue.

$$i_{ld} = \overline{i_{ld}} + \widetilde{i_{ld}} \quad (\text{III.4})$$

$\overline{i_{ld}}$: Composante fondamentale du courant de charge dans le repère dq

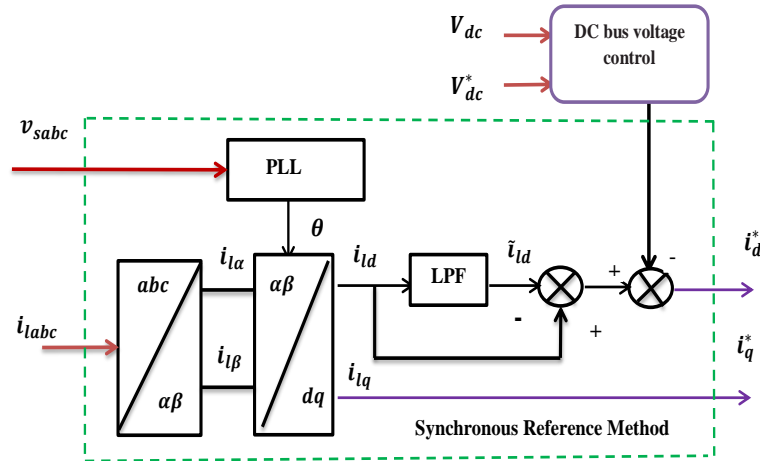


Figure III.4: Schéma de bloc pour extraire les courants de référence dans le repère dq

III.3.2.2 Régulateur de la tension du bus continu

Ce bloc maintient la tension du bus continu à une valeur constante, garantissant ainsi un fonctionnement stable de l'onduleur. Il compare la tension mesurée à la tension de référence et ajuste la puissance fournie par le filtre actif. Un régulateur PI (Proportionnel-Intégral) est généralement utilisé pour corriger les erreurs et maintenir un équilibre énergétique permanent entre l'entrée et la sortie du système.

III.3.2.3 Régulateur des courants du filtre actif

Ce composant assure que les courants injectés par le filtre suivent précisément les courants de référence calculés. Grâce à une boucle de courant rapide, souvent équipée d'un régulateur PI, le système garantit une réponse dynamique élevée et minimise les erreurs de suivi. Cette régulation permet une compensation efficace des harmoniques et une amélioration du facteur de puissance.

III.3.2.4 Modulation PS-PWM et Équilibrage des tensions flottantes

La commande de l'onduleur multicellulaire repose sur la génération précise des signaux de commutation au moyen de la modulation à largeur d'impulsion décalée (Phase-Shifted Pulse Width Modulation – PS-PWM). Cette technique permet une répartition homogène des tensions entre les différentes cellules du convertisseur, tout en réduisant le contenu harmonique et les pertes de commutation. Elle contribue ainsi à améliorer la qualité du courant injecté et à optimiser le rendement global du système. De plus, le maintien d'un équilibre des tensions au niveau des condensateurs flottants est essentiel pour assurer la stabilité dynamique et la fiabilité du système.

Pour ce faire, une régulation active est intégrée à la stratégie de modulation, permettant de surveiller et d'ajuster en temps réel les tensions des condensateurs. Cette approche garantit un équilibrage naturel des tensions, minimise les déséquilibres potentiels et assure un fonctionnement stable et efficace du filtre actif parallèle

Après avoir présenté la structure générale du filtre actif parallèle à base d'un onduleur multicellulaire, ainsi que les différents éléments constituant sa partie puissance et sa partie commande — notamment le générateur de courant de référence, il est essentiel de passer à une modélisation plus approfondie du système global.

Cette étape permet d'établir les équations dynamiques nécessaires à la conception et à la mise en œuvre d'une commande performante. Elle constitue ainsi la base sur laquelle repose la stratégie de régulation présentée dans la section suivante.

III.4 Modélisation et commande des filtres actifs parallèles à base d'onduleurs multicellulaires

III.4.1 Description du système et modèle mathématique

L'onduleur multicellulaire à condensateurs flottants triphasé est composé d'un onduleur multicellulaire par phase, nous spécialisons dans le cas de l'onduleur à trois cellules ($p = 3$), ce qui représente un FCMI à quatre niveaux.

La loi de commande équilibre les tensions des condensateurs flottants aux valeurs définies, et la phase est identifiée par l'indice ' j '. Ceci permet à la tension de sortie d'avoir quatre niveaux. La fonction de l'interrupteur est définie comme (s_{jk}) .

En se référant à la figure III.2, la tension aux bornes du condensateur est associée au courant du filtre et est influencée par la commande des interrupteurs. La représentation du courant circulant à travers un condensateur est la suivante :

$$\begin{cases} i_{C_{j1}} = (s_{j2} - s_{j1})i_{fj} \\ i_{C_{j2}} = (s_{j3} - s_{j2})i_{fj} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Les courants dans les condensateurs flottants $C_{jk} = C$ peuvent être exprimés comme suit [3]:

$$\begin{cases} i_{C_{j1}} = \frac{1}{C} \frac{dV_{C_{j1}}}{dt} \\ i_{C_{j2}} = \frac{1}{C} \frac{dV_{C_{j2}}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Nous pouvons extraire :

$$\begin{cases} \frac{dV_{C_{j1}}}{dt} = \frac{1}{C} (s_{j2} - s_{j1}) i_{fj} \\ \frac{dV_{C_{j2}}}{dt} = \frac{1}{C} (s_{j3} - s_{j2}) i_{fj} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

D'autre part Les équations différentielles décrivant le modèle dynamique du filtres actifs parallèles à base d'Onduleurs Multicellulaires triphasé sont définies dans les axes abc, comme indiqué dans l'équation (III.8) [80], [81].

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fa}}{dt} = -R_f i_{fa} + v_{fa} - v_{sa} \\ L_f \frac{di_{fb}}{dt} = -R_f i_{fb} + v_{fb} - v_{sb} \\ L_f \frac{di_{fc}}{dt} = -R_f i_{fc} + v_{fc} - v_{sc} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C_{dc} V_{dc}} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

(v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}) représentent les tensions synthétisées par l'onduleur pour chaque phase, et (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}) sont les tensions du réseau. L'équation (III.8) c'est le cœur du contrôle du filtre actif a base de l'onduleur multicellulaire , où les tensions (v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}) sont manipulées pour générer les courants (i_{fa}, i_{fb}, i_{fc}) nécessaires à la compensation. Et cela se fait par un bon contrôle interrupteur de l'onduleur multicellulaire

Si $j = \{a, b, c\}$ nombre de phase L'équation (III.8) s'écrire

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{fj}}{dt} = -R_f i_{fj} + v_{fj} - v_{sj} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C_{dc} V_{dc}} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

L'onduleur multicellulaire à condensateurs flottants triphasé est composé d'un onduleur multicellulaire FCMLI par phase. Dans ce cas, il s'agit d'un onduleur à trois cellules ($p = 3$), ce qui représente un FCMLI à quatre niveaux. La loi de commande assure l'équilibrage des tensions des condensateurs flottants aux valeurs définies $V_{C_{j1}}^* = \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_{C_{j2}}^* = \frac{2V_{dc}}{3}$, et l'indice

identifie la phase. Cela permet à la tension de sortie d'avoir quatre niveaux $(2\frac{V_{dc}}{3}, \frac{V_{dc}}{3}, -\frac{V_{dc}}{3}, -2\frac{V_{dc}}{3})$. La fonction de l'interrupteur est définie comme s_{jk}

En se référant à la figure III.1, la tension aux bornes du condensateur est associée au courant du filtre et est influencée par le contrôle des interrupteurs. La représentation du courant circulant à travers un condensateur est la suivante :

$$v_{fj} = V_{Mj} = (s_{j1} - s_{j2})V_{Cj1} + (s_{j2} - s_{j3})V_{Cj2} + s_{j3}\frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{III.10})$$

v_{fj} est définie comme la tension générée par l'onduleur multicellulaire pour la phase

$\frac{V_{dc}}{2}, -\frac{V_{dc}}{2}$: Ces termes intègrent la tension du bus continu V_{dc} dans l'équation, reflétant la contribution des niveaux de tension du bus continu à la tension de sortie de l'onduleur.

Cela met en évidence que la tension de sortie de l'onduleur est une combinaison linéaire des tensions des condensateurs flottants et de la tension du bus continu, pondérée par les états des interrupteurs.

Le modèle aux valeurs instantanées qui représente une phase de l'onduleur multicellulaire à 3 cellules connectées à un réseau et qui alimente une charge non linéaire est donné par le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{C}(s_{j2} - s_{j1})i_{fj} \\ \frac{dV_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{C}(s_{j3} - s_{j2})i_{fj} \\ L_f \frac{di_{fj}}{dt} = -R_f i_{fj} + (s_{j1} - s_{j2})V_{Cj1} + (s_{j2} - s_{j3})V_{Cj2} + s_{j3}\frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} - v_{sj} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}}i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C_{dc}V_{dc}} \end{array} \right. \quad (\text{III.11})$$

$(s_{j1} - s_{j2})V_{Cj1} + (s_{j2} - s_{j3})V_{Cj2}$ Ces termes représentent les contributions des tensions des condensateurs flottants (V_{Cj1}, V_{Cj2}) à la tension appliquée au filtre.

(s_{j1}, s_{j2}, s_{j3}) sont les fonctions de commutation des interrupteurs de l'onduleur, indiquant leur état (on/off). Cela montre que les tensions des condensateurs flottants sont activement utilisées pour former la tension de sortie de l'onduleur.

III.4.2 Structure de commande générale

Le contrôle d'un filtre actif parallèle à base d'un onduleur multicellulaire s'avère complexe en raison de la multiplicité des variables d'état et des interactions dynamiques entre les différentes cellules du convertisseur. Cependant, cette complexité peut être maîtrisée en décomposant le système de commande en plusieurs boucles indépendantes, chacune assurant une fonction spécifique, tout en maintenant une coordination rigoureuse entre elles.

Cette approche modulaire permet de simplifier la conception du contrôleur, de faciliter l'analyse du comportement global du système et d'améliorer la stabilité ainsi que la performance du filtre actif.

Dans la stratégie de commande globale présentée dans la figure III.5 le système est organisé en cascade autour de trois boucles principales :

- la régulation des courants du filtre actif,
- la régulation des tensions des condensateurs flottants,
- la régulation de la tension du bus continu.

Ces boucles, bien que distinctes, sont étroitement interdépendantes. En effet, les courants du filtre dépendent des tensions aux bornes des condensateurs flottants et du bus continu. Par ailleurs, la régulation des tensions des condensateurs est réalisée en manipulant précisément les états de commutation, ce qui oriente le courant du filtre. Enfin, la tension du bus continu est maintenue stable par un équilibrage adéquat de la puissance active injectée ou prélevée.

Ainsi, cette architecture en cascade, fondée sur une coordination précise entre boucles indépendantes, permet d'optimiser la commande de filtre actif à base d'un onduleur multicellulaire

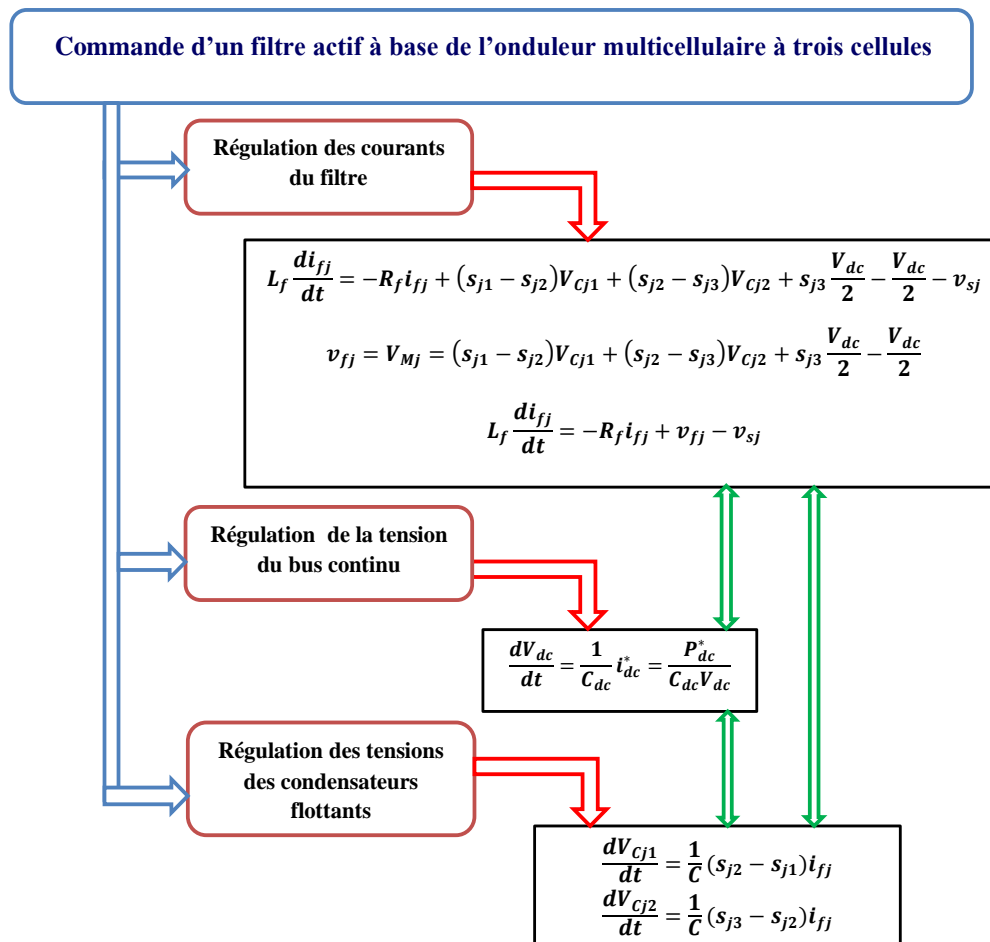


Figure III.5: Structure de commande du filtre actif parallèle basé sur l'onduleur multicellulaire

III.4.3 Structure de commande à base de régulateurs PI

III.4.3.1 La régulation de la tension du bus continu par un régulateur PI

La régulation de la tension du bus continu V_{dc} est essentielle pour le bon fonctionnement de l'onduleur, car elle constitue la source d'énergie principale. L'équation est donnée par :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} i_{dc}^* = \frac{P_{dc}^*}{C_{dc}V_{dc}} \quad (\text{III.12})$$

$\frac{dV_{dc}}{dt}$: Taux de variation de la tension du bus continu.

C_{dc} : Capacité du bus continu.

i_{dc}^* : Courant total tiré du bus continu.

P_{dc}^* : Puissance consommée ou fournie par le bus continu.

Cette équation montre que la tension du bus continu est maintenue en équilibrant la puissance. Une régulation efficace de V_{dc} garantit que l'onduleur a une source de tension stable pour synthétiser les formes d'onde de sortie requises et que les pertes sont compensées. Souvent, un contrôleur PI (Proportionnel-Intégral) est utilisé dans la boucle de régulation de V_{dc} pour minimiser l'erreur statique et assurer la stabilité [13], [82].

Le contrôleur proportionnel-intégral (PI) représenté dans la figure III.3 régule adéquatement la tension V_{dc} avec des valeurs de référence V_{dc}^*

Les gains du contrôleur PI sont calculés comme suit

$$\begin{aligned} K_{pv} &= 2\xi \omega_n C_{dc} \\ K_{iv} &= C_{dc} \omega_n^2 \\ \omega_n &= 2\pi f_n \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

III.4.3.2 Régulation des courants du filtre actif

La régulation des courants constitue une étape essentielle pour garantir l'efficacité du filtre actif parallèle FAP basé sur un convertisseur multicellulaire triphasé. Cette régulation permet de compenser les harmoniques et d'assurer une injection de courant sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau.

Le comportement dynamique du filtre actif parallèle FAP est décrit à partir des équations différentielles reliant les tensions appliquées par le convertisseur, les courants filtrés et les tensions du réseau. Cependant, le couplage entre les phases rend l'analyse complexe, d'où la nécessité d'une transformation vers le repère tournant (dq), où les équations deviennent plus simples et linéarisées autour du point d'équilibre.

En appliquant la transformation de Park, le modèle dynamique du filtre actif parallèle FAP s'écrit sous la forme suivante [83], [84] :

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = \frac{v_{fd}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_{fd} - \frac{v_{sd}}{L_f} - \omega i_{fq} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = \frac{v_{fq}}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_{fq} - \frac{v_{sq}}{L_f} + \omega i_{fd} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Selon l'équation (III.14), le modèle mathématique peut être exprimé par

$$\dot{x} = Ax + Bu + G \quad (\text{III.15})$$

L'équation (III.15) présente la forme générale d'état-espace [3], avec

$x = [i_{fd}, i_{fq}]^T$ Vecteur d'état

$x^* = [i_{fd}^*, i_{fq}^*]^T$ vecteur de référence

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{L_f} \end{bmatrix},$$

$u = [v_{fd}, v_{fq}]^T$ vecteur d'entrée

$G = \left[-\frac{v_{sd}}{L_f}, -\frac{v_{sq}}{L_f} \right]^T$ perturbations extérieures au système

Le modèle présenté dans l'équation (III.14) décrit l'interaction entre le filtre actif connecté au PCC et le système de puissance alternatif dans les coordonnées dq ,

Le modèle mathématique aide à identifier les entrées de contrôle, ainsi que les variables d'état et d'entrée. Le modèle a deux courants d'onduleur (i_{fd}, i_{fq}); les entrées de contrôle (v_{fd}, v_{fq}) sont liées au signal de contrôle (s_{jk}); et les tensions d'entrée au PCC (v_{sd}, v_{sq}) sont traitées comme des perturbations externes au système

Comme le montrent les équations du système (III.14), les courants de filtre (i_{fd}, i_{fq}) sont couplés. Pour faciliter la régulation de ces deux composantes, il est nécessaire de les découpler. En introduisant de nouveaux termes dans les première et deuxième équations du système, nous pouvons les exprimer comme suit :

$$\begin{cases} v_d = R_f i_{fd} + L_f \frac{di_{fd}}{dt} \\ v_q = L_f \frac{di_{fq}}{dt} + R_f i_{fq} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

ou

$$\begin{cases} v_{fd}^* = v_d + v_{sd} + L_f \omega i_{fq} \\ v_{fq}^* = v_q + v_{sq} - L_f \omega i_{fd} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Appliquons la transformation de *Laplace* sur le système (III.16), on obtient :

$$G_{dq}(S) = \frac{I_{fd}(S)}{V_q(S)} = \frac{I_{fq}(S)}{V_q(S)} = \frac{1}{R_f + L_f S} \quad (\text{III.18})$$

$$G_{dq}(S) = \frac{1}{R_f + L_f S} \approx \frac{1}{L_f S} \quad (\text{III.19})$$

La figure III. 6 représente le schéma block de commande du courant en boucle fermée sur les axes dq . La fonction de transfert des courants découplés, et la fonction de transfert du régulateur PI, sont indiquées dans cette figure. La fonction de transfert en boucle fermée des courants i_{fd} et i_{fq} est donnée par

$$G_{BF}(S) = \frac{G_{PI}G_{dq}}{1 + G_{PI}G_{dq}} \quad (\text{III.20})$$

Avec

$$G_{PI} = k_{pdq} + \frac{k_{idq}}{s} \quad (\text{III.21})$$

$$G_{BF}(S) = \frac{G_{PI}G_{dq}}{1 + G_{PI}G_{dq}} = \frac{(k_{pdq} + \frac{k_{idq}}{s})\frac{1}{L_f S}}{1 + (k_{pdq} + \frac{k_{idq}}{s})\frac{1}{L_f S}} = \frac{k_{pdq}\frac{1}{L_f S} + \frac{k_{idq}}{s} \frac{1}{L_f S}}{1 + k_{pdq}\frac{1}{L_f S} + \frac{k_{idq}}{s} \frac{1}{L_f S}} \quad (\text{III.22})$$

$$G_{BFdq}(S) = \frac{\left(k_{pdq}\frac{1}{L_f S} + \frac{k_{idq}}{s} \frac{1}{L_f S}\right)S}{\left(1 + k_{pdq}\frac{1}{L_f S} + \frac{k_{idq}}{s} \frac{1}{L_f S}\right)S} = \frac{\left(k_{pdq}\frac{1}{L_f S} + \frac{k_{idq}}{s} \frac{1}{L_f S}\right)S^2}{\left(1 + k_{pdq}\frac{1}{L_f S} + \frac{k_{idq}}{s} \frac{1}{L_f S}\right)S^2} \quad (\text{III.23})$$

Alors:

$$G_{BF}(S) = \frac{\frac{K_I + K_P S}{L_f + L_f S}}{S^2 + \frac{K_P S + K_I}{L_f}} \quad (\text{III.24})$$

En comparant cette fonction de transfert avec la forme canonique de la fonction de transfert de deuxième ordre, on trouve :

$$\begin{cases} k_{pdq} = 2L_f \xi \omega_n - R_f \\ k_{idq} = L_f \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

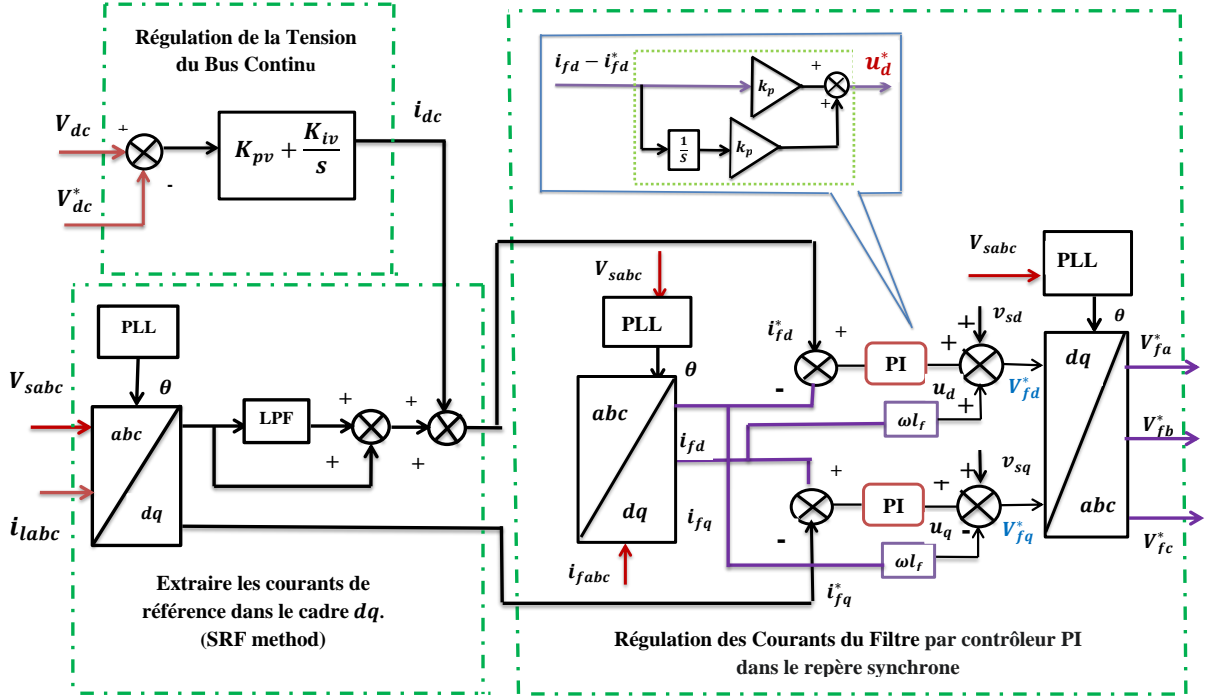


Figure III.6: Structure de commande du filtre actif parallèle basé sur l'onduleur multicellulaire par contrôleur PI

Nous utilisons les tensions de référence ($(v_{fa}^*, v_{fb}^*$ et $v_{fc}^*)$) pour dériver les rapports cycliques des interrupteurs (d_{j3} , d_{j2} et d_{j1}), qui sont cruciaux pour la génération des signaux de commande de l'onduleur multicellulaire triphasé FCMLI (s_{j3} , s_{j2} et s_{j1}) respectivement.

III.4.3.3 Équilibrage des Tensions des Condensateurs Flottants

C'est une caractéristique distinctive des onduleurs multicellulaires à condensateurs flottants. Le maintien des tensions des condensateurs flottants à leurs niveaux de référence est primordial pour garantir la capacité de l'onduleur à générer plusieurs niveaux de tension et à fonctionner correctement.

Nous utilisons la stratégie de modulation (Phase Shifted Pulse Width Modulation (PS-PWM)) basée sur la redondance des états de commutation) est utilisée pour gérer ces flux de courant et équilibrer les tensions des condensateurs. L'objectif est de s'assurer que ces tensions restent à des niveaux prédéfinis (souvent $\frac{V_{dc}}{3}$ et $\frac{2V_{dc}}{3}$ pour un onduleur à trois cellules).

D'après les équations précédentes, nous déduisons que le courant traversant un condensateur est régulé par les signaux de contrôle liés à deux interrupteurs consécutifs au cours d'une période de commutation. La représentation de la moyenne locale du courant du condensateur dans l'équation (III.26) peut s'exprimer comme suit [70] :

$$\begin{cases} \bar{i}_{Cj1} = (d_{j2} - d_{j1})\bar{i}_{fj} \\ \bar{i}_{Cj2} = (d_{j3} - d_{j2})\bar{i}_{fj} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Où $(\bar{i}_{Cj1}$ et \bar{i}_{Cj2}) sont les courants moyennés localement du condensateur (d_{j3} , d_{j2} et d_{j1}) sont les cycles de service du commutateur (s_{j3} , s_{j2} et s_{j1}) respectivement.

Dans le cas particulier du courant de filtre ($i_{fj} > 0$) et selon l'équation (II.26), l'augmentation des rapports cycliques (duty cycles of the switches) d_{jk} entraîne une augmentation du courant moyen local à travers le condensateur, tandis que ce dernier diminue si d_{jk} est augmenté.

Si la tension V_{Cjk} aux bornes des condensateurs volants dépasse sa valeur de référence, un courant négatif doit être fourni à ce condensateur. Par conséquent, d_{jk} doit être augmenté tandis que $d_{j,k+1}$ doit être diminué. Inversement, si le courant du filtre est négatif ($i_{fj} < 0$), les rapports cycliques doivent être ajustés dans la direction opposée, pour aider à équilibrer la tension aux bornes des condensateurs flottantes.

La dynamique d'équilibrage de la tension des condensateurs flottantes (V_{Cj1}, V_{Cj2}) est basée sur l'ensemble d'équations séquentielles suivant :

$$\begin{cases} \bar{i}_{Cj1} = C \frac{d\bar{v}_{Cj1}}{dt} \\ \bar{i}_{Cj2} = C \frac{d\bar{v}_{Cj2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

$$\begin{cases} \frac{d\bar{v}_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_{Cj1} \\ \frac{d\bar{v}_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_{Cj2} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

À partir de l'équation (III.27) et l'équation (III.28), nous pouvons obtenir :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{v}_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{C} (d_{j2} - d_{j1}) \bar{i}_{fj} \\ \frac{d\bar{v}_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{C} (d_{j3} - d_{j2}) \bar{i}_{fj} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Où

$$\begin{cases} d_{j1} = d_{mj} + \Delta d_{j1} \\ d_{j2} = d_{mj} + \Delta d_{j2} \\ d_{j3} = d_{mj} + \Delta d_{j3} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Ici, d_{mj} représente le rapport cyclique initial des interrupteurs compris dans l'intervalle $[0, 1]$. Il est proportionnel au signal de référence de la tension des condensateurs volants V_{fj}^* et peut s'exprimer comme suit [3], [70] :

$$d_{mj} = V_{fj}^* \quad (\text{III.31})$$

En utilisant (III.30) dans (III.29), nous obtenons ce qui suit:

$$\begin{cases} \frac{\Delta \bar{V}_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{C} \text{sign}(i_{fj})(\Delta d_{j1} - \Delta d_{j2})k_p \\ \frac{\Delta \bar{V}_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{C} \text{sign}(i_{fj})(\Delta d_{j2} - \Delta d_{j3})k_p \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

k_p est le gain de contrôle proportionnel.

$\text{sign}(i_{fj})$ est le signe du courant du filtre, qui est égal à 1 et -1 lorsque i_{fj} est positif et négatif, respectivement.

Nous exprimons les rapports cycliques par le contrôleur proportionnel, comme l'équation (III.33):

$$\begin{cases} \Delta d_{j1} = \text{sign}(i_{fj})(e_{j0} - e_{j1})k_p \\ \Delta d_{j2} = \text{sign}(i_{fj})(e_{j1} - e_{j2})k_p \\ \Delta d_{j3} = \text{sign}(i_{fj})(e_{j2} - e_{j3})k_p \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Où: e_{j0} , e_{j1} , e_{j2} et e_{j3} sont les erreurs des tensions des condensateurs flottantes

$$(e_{jk} = \Delta V_{Cjk} = V_{Cjk}^* - V_{Cjk}, k = 1,2)$$

Nous trouvons :

$$\begin{cases} \Delta d_{j1} = \text{sign}(i_{fj})(-e_{j1})k_p \\ \Delta d_{j2} = \text{sign}(i_{fj})(e_{j1} - e_{j2})k_p \\ \Delta d_{j3} = \text{sign}(i_{fj})(e_{j2})k_p \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Remplacer les équations (III.34) et (III.31) dans (III.33)

$$\begin{cases} d_{j1} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj})e_{j1}k_p \\ d_{j2} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj})(e_{j1} - e_{j2})k_p \\ d_{j3} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj})e_{j2}k_p \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Remplacement e_{j0} , e_{j1} , e_{j2} dans les équations (III.35)

$$\begin{cases} d_{j1} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj}) \left(-(V_{Cj1}^* - V_{Cj1}) \right) k_p \\ d_{j2} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj}) \left((V_{Cj1}^* - V_{Cj1}) - (V_{Cj2}^* - V_{Cj2}) \right) k_p \\ d_{j3} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj}) (V_{Cj2}^* - V_{Cj2}) k_p \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

L'équation (III.36) définit la dynamique d'équilibrage du contrôle de tension proposé et peut être utilisée pour régler le paramètre de gain du contrôleur (k_p) afin d'obtenir une performance satisfaisante du convertisseur.

Remplacement des équations (III.35) dans (III.32)

$$\begin{cases} \frac{\Delta \bar{V}_{Cj1}}{\Delta t} = \frac{1}{C} |\bar{i}_{fj}| (2e_{j1} - e_{j2}) k_p \\ \frac{\Delta \bar{V}_{Cj2}}{\Delta t} = \frac{1}{C} |\bar{i}_{fj}| (2e_{j2} - e_{j1}) k_p \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

L'équation (III.37) donne la dynamique d'équilibrage proposée pour la commande de tension du condensateur volant et qui est utilisée pour ajuster le paramètre de gain du contrôleur (k_p) afin d'obtenir des performances satisfaisantes pour l'onduleur multicellulaire triphasé.

Afin de réduire en un temps Δt , on exprime ce temps par la relation $\Delta t = K/f$. Où K désigne un multiple entier de périodes fondamentales, et f représente la fréquence fondamentale [67], [70], on extrait :

$$k_p = \frac{f C_{jk}}{2K |\bar{i}_{fj}|} \quad (\text{III.38})$$

La valeur moyenne de $|\bar{i}_{fj}|$ calculée sur une période fondamentale, est donnée par :

$$|\bar{i}_{fj}|_{avg} = \frac{2\sqrt{2} * I_{fj} r_{ms}}{\pi} \quad (\text{III.39})$$

Lorsque $I_{fj} r_{ms}$ est la valeur efficace du courant de filtre, nous pouvons être remplacés $|\bar{i}_{fj}|$ en (III.38) avec $|\bar{i}_{fj}|_{avg}$. L'équation (III.39) devient :

$$k_p = \frac{\pi f C_{jk}}{4\sqrt{2} K I_{fj} r_{ms}} \quad (\text{III.40})$$

L'équation (III.40) fournit une approximation du paramètre K nécessaire pour atteindre l'équilibre dans les tensions de condensateur flottantes. La détermination du nombre de périodes peut être prise arbitrairement et, dans les applications pratiques, elle n'est pas strictement confinée aux nombres entiers. Il est important d'observer qu'une valeur inférieure pour K améliore la dynamique de l'équilibrage de la tension.

Les signaux de commande s_{jk} des interrupteurs de cellules S_{jk} sont formés par comparaison mathématique entre les signaux de référence $d_{jk}(t)$ et les signaux triangulaires $P_{jk}(t)$ définis par l'équation (III.41) comme suit:

$$P_{jk} = \frac{2}{\pi} \left[a \sin \left(\sin(2\pi f_d t) - \varphi_{jk} - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (\text{III.41})$$

L'angle φ_{jk} is le même pour tous les signaux $P_{jk}(t)$ et est donné par :

$$\varphi_{jk} = (k - 1) \frac{2\pi}{3} \quad (\text{III.42})$$

Le s_{jk} du signal de commande est déterminé comme suit:

$$s_{jk} = \begin{cases} 1 & \text{Si } d_{jk}(t) \geq P_{jk}(t) \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases}$$

Comme l'illustre la figure III.7, les trois porteuses de signal déphasées $P_{jk}(t)$ sont comparées aux signaux de référence $d_{jk}(t)$ de commutation afin de générer des impulsions de commutation pour commander les commutateurs complémentaires S_{jk} et \bar{S}_{jk} [3], [70].

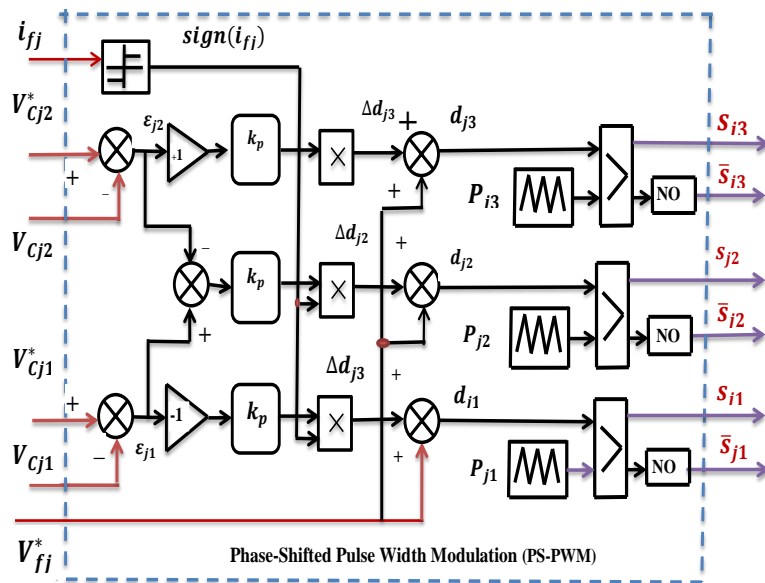


Figure III.7: Schéma fonctionnel de la technique d'équilibrage de tension pour un onduleur multicellulaire à quatre niveaux utilisant la modulation de largeur d'impulsion déphasée (PS-PWM)

III.5 Résultats de simulation à l'aide d'un contrôleur PI

Cette section expose les résultats de simulation relatifs à la commande du filtre actif parallèle (FAP) basé sur un onduleur multicellulaire, commandé par un régulateur proportionnel-intégral (PI). Les simulations ont été réalisées sous diverses conditions de fonctionnement, en particulier lors d'une variation de la charge à $t = 0,6$ s. Ce scénario permet d'évaluer la robustesse et la capacité d'adaptation du régulateur PI face aux perturbations transitoires, tout en vérifiant la stabilité du système et la continuité de la compensation harmonique.

Le modèle complet du filtre actif parallèle, fondé sur un onduleur multicellulaire triphasé à condensateurs flottants, a été développé dans l'environnement SimPowerSystems de MATLAB/Simulink. L'ensemble des paramètres électriques, des composants utilisés et des conditions de simulation sont répertoriés dans le Tableau III.1 et Tableau III.2, afin d'assurer une traçabilité et une reproductibilité rigoureuse des résultats obtenus.

Tension et fréquence de la source V_{sj}, f	220V, 50Hz
Impédance de la source R_s, L_s	1m Ω , 1mH
Impédance de la charge R_l, L_l	10 Ω , 10mH
Filtre de couplage R_f, L_f	1m Ω , 1mH
Condensateur dans l'onduleur multicellulaire C_{jk}	0.1mF
Capacité du bus continu C_{dc}	3mF

Tableau III.1 : Paramètres de simulation [16]

P-S PWM	La fréquence de commutation f_d	10 kHz
	La valeur efficace du courant du filtre actif I_{fjrms}	49.5
	Le multiple entier des périodes fondamentales K	10
PI	La fréquence de commutation (bus continu) f_n	20Hz
	La fréquence du régulateur f_c	8000Hz
Les tensions de référence $V_{dc}^*, V_{Cj2}^*, V_{Cj1}^*$		800V, 266.66V, 333.33V,

Tableau III.2 : Les conditions considérées pour la simulation

L'objectif principal de cette étude est d'évaluer les performances dynamiques et statiques du régulateur proportionnel-intégral (PI) appliqué au filtre actif parallèle basé sur le convertisseur multicellulaire. Cette analyse vise à mesurer sa capacité à améliorer la qualité du courant de la source, tout en assurant une stabilisation efficace des tensions du bus continu et des condensateurs flottants.

Dans cette phase de simulation, le comportement du régulateur PI est examiné afin de vérifier l'efficacité du filtre actif parallèle basé sur le convertisseur multicellulaire dans la compensation des harmoniques et l'amélioration globale de la qualité de l'énergie électrique injectée dans le réseau.

Pour valider rigoureusement la robustesse et la stabilité du système, des simulations numériques approfondies ont été réalisées sous condition de variation de charge à $t = 0,6$ s. Ce scénario permet d'analyser la réponse dynamique du filtre actif face aux perturbations transitoires et d'évaluer la précision de la régulation dans des conditions réelles de fonctionnement.

L'étude s'articule autour de deux axes fondamentaux :

- ❖ l'évaluation de la performance du régulateur PI en termes de qualité du courant de la source ;
- ❖ l'analyse de la régulation des tensions du bus continu et des condensateurs flottants.

La figure III.8 illustre le courant source ainsi que leurs distorsions harmoniques totales (THD) avant l'intégration du filtre actif parallèle basé sur un onduleur multicellulaire. Les analyses montrent que les THD mesurés avant et après un changement de charge sont respectivement de 24,06 % et 18,97 %. Ces valeurs mettent en évidence la présence significative d'harmoniques, ce qui entraîne des perturbations dans le réseau électrique.

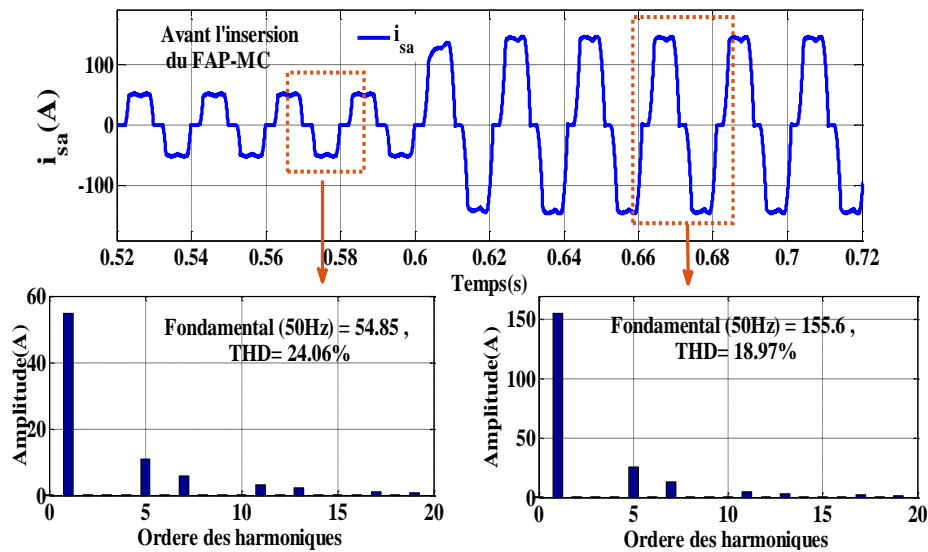


Figure III.8 : Courant source avec THDs utilisant PI avant l'intégration du filtre actif parallèle basé sur un onduleur multicellulaire

Avant le fonctionnement du filtre actif parallèle basé sur un onduleur multicellulaire, les courants de source étaient fortement déformés et riches en harmoniques (Figure III.9). Ils n'étaient pas en phase avec la tension d'alimentation, ce qui entraînait un facteur de puissance faible et une absorption de puissance réactive élevée.

Lorsque nous connectons le filtre actif parallèle basé sur un onduleur multicellulaire contrôlé par PI à la source d'alimentation, un processus de filtrage et de composition se produit, ce qui rend les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions d'alimentation, comme le montre en détail la figure III.9. La synchronisation indique une faible consommation de la puissance réactive par la charge compensée, ainsi conduisent à un excellent facteur de puissance, comme le confirme la figure III.10.

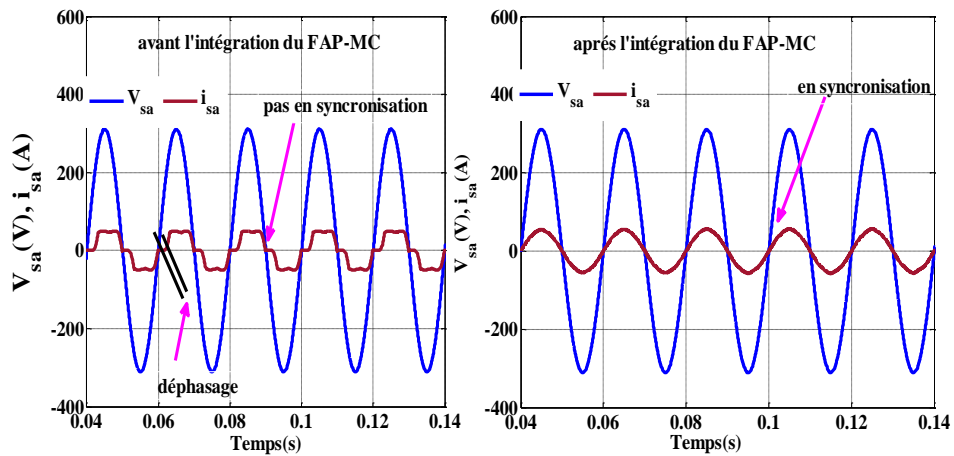


Figure III.9 : Forme d'onde de la tension et du courant source avant et après l'intégration du filtre actif parallèle basé sur un onduleur multicellulaire

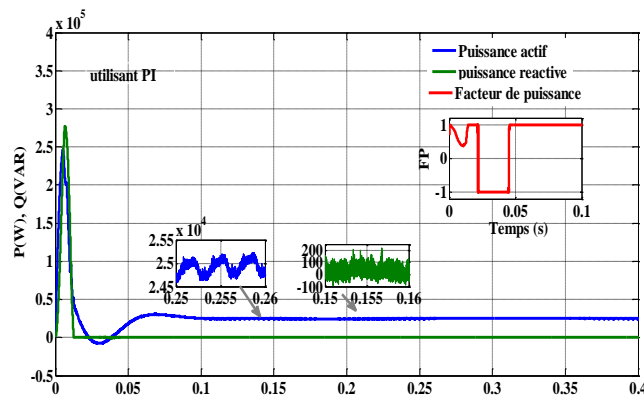


Figure III.10 : Facteur de puissance, puissance active et réactive de la source électrique après compensation. Utilisation du contrôleur PI

III.5.1. Performances globales du contrôleur PI

Afin d'évaluer l'efficacité du contrôleur PI appliqué au filtre actif parallèle à base d'onduleur multicellulaire, une série de simulations a été menée. L'objectif est d'analyser la capacité du régulateur à assurer une bonne qualité du courant injecté dans le réseau, à maintenir la stabilité de la tension du bus continu, ainsi qu'à équilibrer les tensions des condensateurs flottants. Cette étude permet de juger la performance dynamique et la robustesse du contrôleur PI face aux variations de charge.

L'analyse des performances du contrôleur PI repose sur l'observation de plusieurs indicateurs essentiels, notamment la qualité du courant de la source, la régulation de la tension du bus continu et l'équilibrage des tensions des condensateurs flottants. Dans cette section, nous nous intéressons tout d'abord à l'évaluation de la qualité du courant de la source, critère fondamental pour juger de l'efficacité de la compensation harmonique et du bon fonctionnement global du filtre actif parallèle.

III.5.1.1. Qualité du courant de la source

Après l'intégration du filtre actif parallèle basé sur un onduleur multicellulaire, le THD du courant source i_{sa} a été réduit à 2,57 %, inférieur à la limite de 5 % fixée par l'IEEE 519. Suite à une variation de charge à ($t = 0,6$) s, le THD est encore descendu à 2,31 %, montrant l'efficacité du filtre même face aux changements de charge. Le contrôleur PI, quant à lui, améliore partiellement la qualité du courant, avec un THD passant de 2,57 % à 2,39 % après changement de charge. L'augmentation du courant RMS de 54,8 A à 150,4 A révèle néanmoins les limites du PI pour compenser totalement les harmoniques.

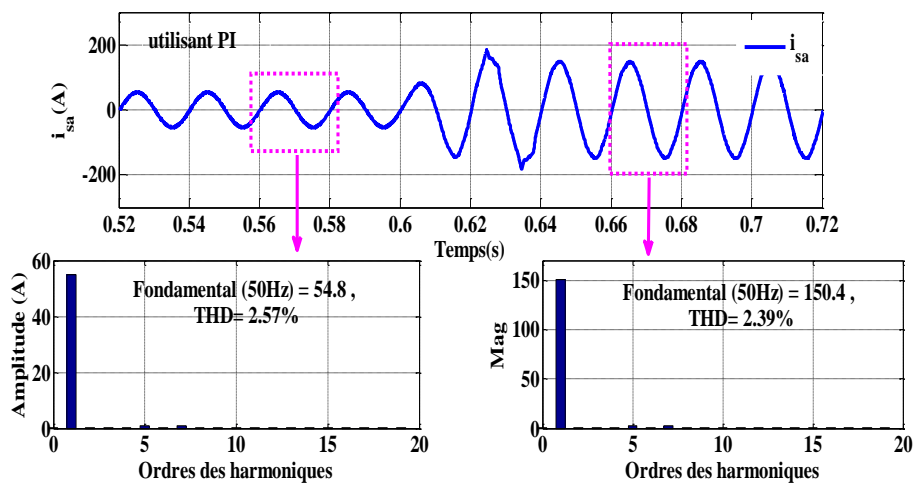


Figure III.11 : Courant source avec THDs utilisant PI la variation de la tension de la charge

Paramètre du courant source	Avant les charges déséquilibrées $t < 0.6$	Après les charges déséquilibrées $t > 0.6$
THD (%)	2.57	2.39
RMS (A)	54.8	150.4

Tableau III.3 : Comparaison des différents cas de charge

Figure III.12 illustre le comportement des puissances actives et réactive au niveau de l'alimentation électrique. Il est clairement visible que la puissance active de l'alimentation se stabilise à une nouvelle valeur après la variation des charges, tandis que la puissance réactive reste très proche de zéro. Ces résultats confirment qu'un facteur de puissance unitaire est maintenu avec succès, aussi bien avant qu'après la variation des charges non linéaires,

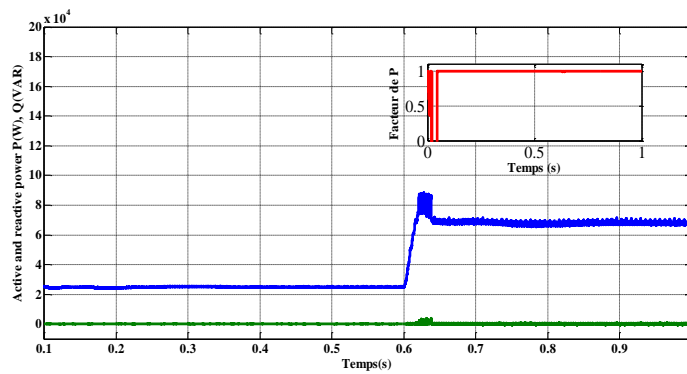


Figure III.12: Puissance active, puissance réactive et facteur de puissance de source après compensation à l'aide du contrôleur PI

Après cette première analyse, il est tout aussi crucial d'examiner le comportement dynamique du système, en particulier la capacité du régulateur à stabiliser la tension du bus continu V_{dc} , ainsi que les tensions des condensateurs flottants (V_{Cj1}, V_{Cj2}) autour de leurs valeurs de référence, et ce, malgré la présence de variations de charge.

III.5.1.2. Régulation des tensions du bus continu et des condensateurs flottants

La figure III.13 montre que le contrôleur PI régule efficacement la tension du bus continu (V_{dc}) avec une erreur maximale en régime permanent de 1 V avant toute perturbation. Après une variation de charge non linéaire, cette erreur atteint 5 V, indiquant une légère dégradation de la précision. Les tensions des condensateurs flottants (V_{Cj1}, V_{Cj2}) présentent un comportement similaire : des dépassements et chutes significatifs ainsi que de petites ondulations sont observés, révélant que le contrôleur PI stabilise les tensions mais pourrait mieux gérer les transitoires.

Après la variation de charge non linéaire, et après temps d'établissement de 0,32 s, les performances se dégradent, avec une augmentation des dépassements et des chutes, tandis que les ondulations restent perceptibles. Les erreurs en régime permanent confirment cette détérioration, comme le détaille le Tableau III.4

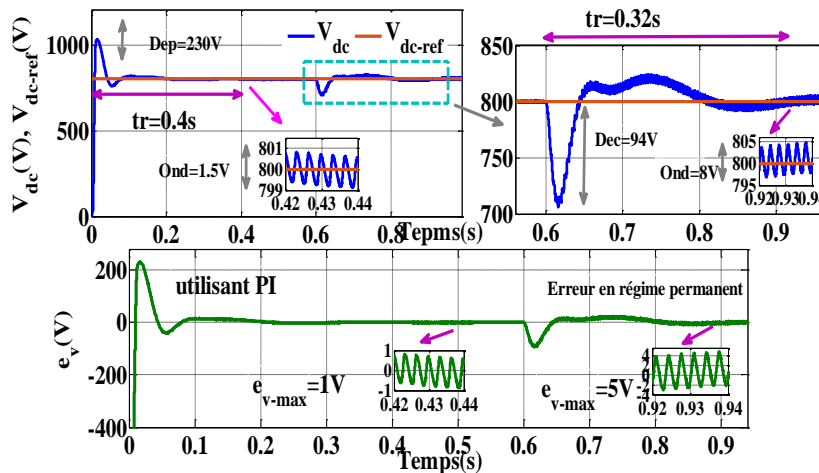


Figure III.13 : Performance de la régulation de la Tension du Bus Continu V_{dc} par un contrôleur PI

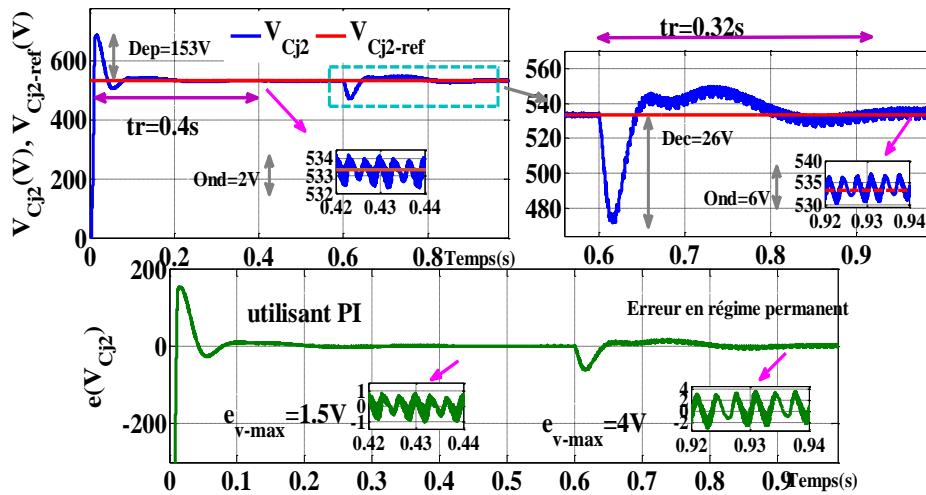


Figure III.14 : Performances de la régulation de la tension du condensateur flottant V_{Cj2} par un contrôleur PI

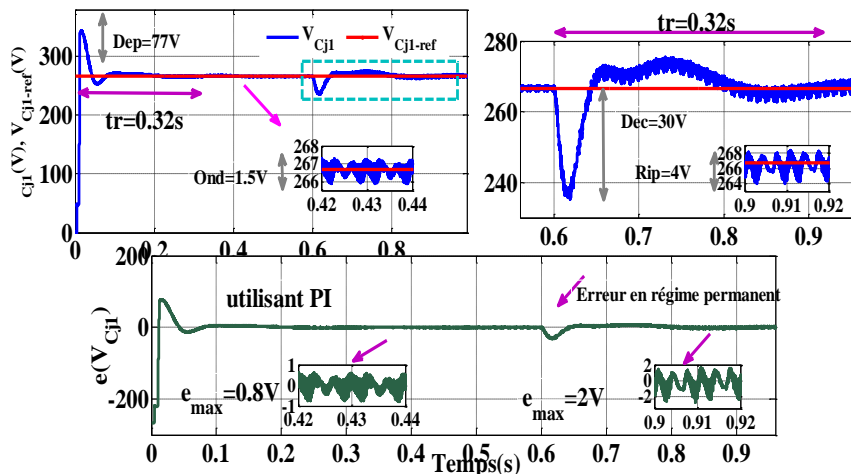


Figure III.15 : Performances de la régulation de la tension du condensateur flottant V_{Cj1} par un contrôleur PI

La robustesse du contrôleur PI face aux transitoires et aux déséquilibres de charge est jugée modérée. Cela se manifeste clairement par les données de régulation de tension : la tension du bus DC et les tensions des condensateurs volants subissent des chutes maximales importantes, d'environ 12%, lors des changements de charge. Une telle déviation significative indique une difficulté pour le PI à maintenir une tension stable sous des perturbations importantes.

Le temps nécessaire pour stabiliser ces tensions est de 0,32 secondes, ce qui est relativement lent pour des systèmes dynamiques exigeant une réactivité immédiate. De plus, une ondulation de 8 V persiste sur ces tensions, suggérant une régulation moins précise et ferme que souhaitable. Ces caractéristiques soulignent que le PI est moins apte à gérer les dynamiques rapides et les non-linéarités inhérentes aux filtres actifs parallèles multicellulaires.

	V_{dc}		V_{Cj2}		$V_{Cj1}(V)$	
	$t < 0.6$	$t > 0.6$	$t < 0.6$	$t > 0.6$	$t < 0.6$	$t > 0.6$
Dépassement positif Ove (V)	230	24	153	16	77	16
Dépassement négatif Dec (V)	40	94	26	62	13.5	30
Ondulation de la tension (V)	1.5	8	2	6	1.5	1
Erreur en régime permanent $e_{max}(V)$	1	5	1.5	4	1	2
Temps d'établissement	0.40	0.32	0.40	0.32	0.40	0.32

Tableau III.4 : Performances des contrôleurs PI en termes des tensions (V_{dc} , V_{Cj2} et V_{Cj1})

III.5.2. Évaluation des performances du contrôleur PI

L'analyse globale des performances du contrôleur proportionnel-intégral (PI) appliqué au filtre actif parallèle (FAP) basé sur un onduleur multicellulaire met en évidence ses capacités et ses limites dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Cette étude est réalisée selon deux axes principaux : la qualité du courant de la source et la régulation des tensions du bus continu et des condensateurs flottants.

III.5.3.1. Analyse de la qualité du courant de la source

Le contrôleur PI démontre une efficacité satisfaisante dans la réduction des harmoniques et l'amélioration du facteur de puissance. Avant l'intégration du FAP, le courant de la source présente une forte distorsion harmonique, avec un THD supérieur à 18 %. Après la mise en œuvre du régulateur PI, le courant devient quasi sinusoïdal et parfaitement en phase avec la tension d'alimentation.

Le taux de distorsion harmonique (THD) chute ainsi à 2,57 %, puis à 2,39 % après la variation de charge, respectant la norme IEEE 519. Cette nette amélioration confirme la capacité du PI à compenser efficacement les harmoniques produits par les charges non linéaires, tout en maintenant un facteur de puissance proche de l'unité.

III.5.3.2 Analyse du comportement dynamique du contrôle des tensions

L'analyse réalisée met en évidence que le contrôleur PI appliqué au filtre actif parallèle multicellulaire permet de maintenir les tensions du bus continu V_{dc} et des condensateurs flottants (V_{Cj1} , V_{Cj2}) proches de leurs valeurs de référence. Cette régulation assure une amélioration notable de la qualité du courant de la source et contribue efficacement à la réduction des harmoniques.

Néanmoins, les résultats de simulation montrent certaines limites dynamiques :

- Des dépassements et chutes de tension significatifs sont observés, notamment lors de la variation de charge à $t = 0,6$ s ;
- Le temps de stabilisation atteint environ 0,32 s, indiquant une réactivité limitée ;
- Des ondulations persistantes et des déséquilibres de tension entre les condensateurs flottants subsistent ;
- La robustesse du régulateur face aux perturbations transitoires et aux non-linéarités du système reste modérée.

III.6. Transition vers les stratégies de commande avancées

L'analyse détaillée des performances du régulateur PI a mis en évidence ses limites en termes de stabilité dynamique, de rapidité de réponse et de robustesse face aux perturbations transitoires et aux variations de charge.

Bien que cette approche linéaire assure une amélioration notable de la qualité du courant et une réduction partielle des distorsions harmoniques, elle demeure insuffisante pour répondre aux exigences élevées des systèmes multicellulaires modernes, caractérisés par des dynamiques fortement non linéaires et des couplages complexes entre cellules.

Face à ces contraintes, il devient nécessaire d'adopter des stratégies de commande avancées, capables d'assurer une régulation plus robuste et précise des tensions du bus continu et des condensateurs flottants, tout en maintenant une qualité de courant optimale.

Parmi ces approches, le contrôle par mode glissant à super-twisting (ST-SMC) et la méthode du Backstepping se distinguent par leur capacité à traiter efficacement les non-linéarités du système et à garantir une performance dynamique supérieure.

Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la modélisation, la conception et la validation par simulation de ces méthodes de commande non linéaires, dans le but d'améliorer la robustesse, la stabilité et la qualité de l'énergie délivrée par le filtre actif parallèle à base d'onduleur multicellulaire.

III.7. Conclusion

Ce chapitre a porté sur la modélisation et la commande des filtres actifs parallèles basés sur des onduleurs multicellulaires, dédiés à la réduction des harmoniques dans les réseaux électriques.

La structure générale du système a été présentée, en détaillant les éléments de puissance (onduleur multicellulaire, condensateurs de stockage, filtre de couplage) ainsi que la partie commande. Une modélisation mathématique rigoureuse dans le repère synchrone (dq) a permis d'analyser précisément la dynamique du système.

La génération des courants de référence a été assurée par la méthode du Référentiel Synchrone (SRF), reconnue pour son efficacité dans l'extraction des composantes harmoniques. Les différentes boucles de commande ont ensuite été étudiées : régulation de la tension du bus continu, contrôle des courants injectés et équilibrage des tensions des

condensateurs flottants. Des régulateurs PI ont été adoptés, associés à une stratégie de modulation PS-PWM pour maintenir l'équilibre des tensions flottantes.

Les résultats ont montré que la commande PI améliore significativement la qualité du courant source, mais présente des limites en termes de dynamique, de robustesse et de performances en régime transitoire. Les niveaux de THD, bien que réduits, restent perfectibles.

Afin d'améliorer les performances globales du système, les chapitres suivants seront consacrés à l'étude de stratégies de commande non linéaires avancées, notamment le Backstepping (BC) et le Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC). Ces approches visent à renforcer la rapidité, la robustesse et la fiabilité du filtre actif parallèle à base d'onduleur multicellulaire, tout en optimisant la régulation du bus continu et l'équilibrage des tensions flottantes.

Chapitre IV

Commandes avancées appliquées aux filtres actifs parallèles à base de convertisseurs multicellulaires

IV.1. Introduction

L'analyse menée dans le chapitre précédent a mis en évidence les performances limitées du régulateur proportionnel-intégral (PI) utilisé pour la commande des filtres actifs parallèles à base d'onduleurs multicellulaires.

Bien que cette méthode demeure simple, robuste et largement adoptée dans les systèmes industriels, ses performances se révèlent insuffisantes face aux exigences croissantes des réseaux électriques modernes. En particulier, le contrôleur PI montre ses limites en termes de rapidité de réponse et de précision de régulation. Il présente également des difficultés face aux variations de charge, aux perturbations du réseau et aux non-linéarités des convertisseurs multicellulaires.

Dans cette optique, le présent chapitre introduit et développe deux stratégies de commande non linéaires avancées. Celles-ci sont conçues pour pallier les insuffisances des méthodes classiques et améliorer les performances globales du filtre actif parallèle à base de convertisseur multicellulaire.

- la commande par Backstepping,
- et la commande par Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC) [3], [81], [85].

La première approche, fondée sur la théorie de Lyapunov et la synthèse récursive, permet de concevoir des lois de commande hiérarchiques assurant la stabilité globale du système et une régulation précise des grandeurs électriques [86], [87]. Elle est particulièrement adaptée aux systèmes fortement couplés et non linéaires, tels que les filtres actifs multicellulaires.

La seconde approche, le contrôle par mode glissant d'ordre supérieur (ST-SMC), combine la robustesse intrinsèque du mode glissant avec la réduction significative du phénomène de "chattering". Grâce à son mécanisme de correction adaptatif, cette technique offre une réponse dynamique plus rapide, une insensibilité accrue aux perturbations externes, et une amélioration notable de la qualité du courant injecté dans le réseau.

Ainsi, ce chapitre a pour objectif principal de concevoir, simuler et évaluer les performances des deux stratégies de commande non linéaires susmentionnées lorsqu'elles sont appliquées au filtre actif parallèle à base de convertisseur multicellulaire.

Une étude comparative entre les résultats obtenus avec le contrôleur PI, le Backstepping et le ST-SMC sera finalement menée, afin de démontrer l'apport de ces commandes avancées en termes de :

- ❖ stabilité dynamique,
- ❖ rapidité de réponse,
- ❖ réduction du taux de distorsion harmonique (THD),
- ❖ régulation équilibrée des tensions des condensateurs flottants.

Cette approche globale vise à identifier la solution de commande la plus performante pour le filtre actif parallèle à base de convertisseur multicellulaire destinés à la compensation harmonique et à l'amélioration de la qualité de puissance dans les réseaux électriques modernes.

IV.2. Commande par Backstepping

IV.2.1. Méthodologie générale de la synthèse récursive par Backstepping

IV.2.1.1. Principe du Backstepping

La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991). Cette méthode s'inspire des travaux de Feurer & Morse (1978) d'une part, et de ceux de Tsiniias (1989) et Kokotovit & Sussmann (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a apporté un nouvel élan à la commande des systèmes non linéaires, qui, malgré les grands progrès réalisés, manquait encore d'approches générales.

Le backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé.

La méthode par backstepping est un processus récursif et systématique de commande des systèmes non linéaires [86]. Cette technique met à profit les relations causales successives pour construire de manière itérative une loi de commande et une fonction de Lyapunov stabilisante [87]. Pour qu'elle puisse s'appliquer, le système non-linéaire doit être sous forme strict feedback. La dérivée de chaque composante du vecteur d'état doit être une fonction des composantes précédentes et dépend additivement de la composante suivante.

IV.2.1.2. Formulation mathématique et conditions de stabilité de Lyapunov

L'idée principale de cette stratégie de commande repose sur la construction d'un algorithme qui permet en premier lieu de concevoir simultanément, pour un sous-système, la loi de commande passive (virtuelle) et la fonction de Lyapunov qui garantit la stabilité. Ensuite, pour le deuxième sous-système on calcule une nouvelle commande virtuelle et une deuxième fonction de Lyapunov, et ainsi de suite selon l'ordre du système. Enfin, en dernier

lieu, on obtient l'expression de la commande qui garantit la stabilité globale et les performances du système [88] [89].

On considère le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$: vecteur d'état

u : entrée du système.

y : sortie du système.

$h(x)$: fonction analytique de x .

f, g : champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

Pour appliquer la commande backstepping sur l'équation (IV.1), le système doit être sous forme *strict feedback* [90], [91]. Cette condition peut être réalisée par le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = \xi_2 \\ \dot{\xi}_2 = \xi_3 \\ \vdots \\ \dot{\xi}_{i-1} = \xi_i \\ \dot{\xi}_n = u \\ y = \xi_1 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Avec $x = [\xi_1 \ \xi_2 \ \dots \ \xi_n]$: le nouveau vecteur d'état

Le Backstepping consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui garantit la stabilité asymptotique globale au système (IV.2). Le but de cette procédure est de commander tout d'abord la première équation par l'intermédiaire de la variable ξ_2 , appelée commande virtuelle. La deuxième équation est commandée par sa commande virtuelle ξ_3 , jusqu'à la $n^{\text{ème}}$ équation, puis de commander le système globale par (u), ceci étape par étape [91], [92].

Etape 1 : La première erreur est définie comme :

$$z_1 = y_d - y = y_d - \xi_1 \quad (\text{IV.3})$$

Où : y_d la grandeur désirée (référence) de la sortie y , La première fonction de *Lyapunov* est choisie comme :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{IV.4})$$

Et sa dérivée donne :

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\dot{y}_d - \dot{\xi}_2) \quad (\text{IV.5})$$

Comme le but est de choisir la commande virtuelle qui rend la dérivée de la fonction de *Lyapunov* définie négative, alors nous avons :

$$\alpha_1 = (\dot{\xi}_2)_d = -k_1 z_1 + \dot{y}_d \quad (\text{IV.6})$$

Cela conduit à :

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 < 0 \quad (\text{IV. 7})$$

Avec : k_1 est un gain positif.

Etape 2: La nouvelle variable d'erreur est :

$$\begin{aligned} z_2 &= (\xi_2)_d - \xi_2 = \alpha_1 - \xi_2 \\ &= k_1 z_1 + \dot{y}_d - \xi_2 \end{aligned} \quad (\text{IV. 8})$$

On introduit la fonction de *Lyapunov* suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{IV. 9})$$

On a:

$$\dot{z}_1 = \dot{y}_d - \dot{\xi}_2 \quad (\text{IV. 10})$$

La dérivée de V_2 est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 z_1^2 + z_2(z_1 + \dot{\xi}_2 - \dot{\alpha}_1) \\ &= k_1 z_1^2 + [(1 - k_1^2)z_1 + k_1 z_2 + \xi_3 - \dot{y}_d] \end{aligned} \quad (\text{IV. 11})$$

Pour garantir la condition de stabilité ($\dot{V}_2 < 0$), la seconde commande virtuelle ξ_3 est choisie comme :

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= (\xi_3)_d \\ &= (k_1^2 - 1)z_1 - (k_1 + k_2)z_2 + \dot{y}_2, \quad k_2 > 0 \end{aligned} \quad (\text{IV. 12})$$

Ce qui en résulte

$$\dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 < 0 \quad (\text{IV. 13})$$

Etape i: On prend

$$\begin{aligned} z_i &= \alpha_{i-1} - \xi_i \\ V_i &= \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i z_j^2 \end{aligned} \quad (\text{IV. 14})$$

Nous avons :

$$\dot{z}_{i-1} = z_i - k_{i-1} z_{i-1} - z_{i-2} \quad (\text{IV. 15})$$

$$\dot{V}_i = \sum_{j=1}^{i-1} k_j z_j^2 + z_i(z_{i-1} + \dot{\xi}_i - \dot{\alpha}_{i-1}) \quad (\text{IV. 16})$$

La commande virtuelle est alors :

$$\alpha_i = (\xi_{i+1})_d = k_i z_i - z_{i-1} + \dot{\alpha}_{i-1}, \quad k_i > 0 \quad (\text{IV. 17})$$

Etape n : On définit :

$$\begin{aligned} z_n &= \alpha_{n-1} - \xi_n \\ V_n &= \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n z_j^2 \end{aligned} \quad (\text{IV. 18})$$

On a :

$$\begin{aligned} \dot{z}_{n-1} &= z_n - k_{n-1}z_{n-1} - z_{n-2} \\ \dot{V}_n &= -\sum_{j=1}^{n-1} k_j z_j^2 + z_n(z_{n-1} + \dot{\xi}_n - \dot{\alpha}_{n-1}) \end{aligned} \quad (\text{IV. 19})$$

La figure IV.1 illustre clairement le schéma de principe du contrôle par Backstepping, où la commande virtuelle définie à chaque étape est finalement remplacée par la commande réelle

Dans ce cas, la loi de commande réelle s'écrit :

$$\begin{aligned} \alpha_n &= (\dot{\xi}_n)_d = u \\ u &= k_n z_n - z_{n-1} + \dot{\alpha}_{n-1}, \quad k_n > 0 \end{aligned} \quad (\text{IV. 20})$$

Cette relation met en évidence le caractère récursif de la méthode : chaque sous-système est stabilisé à partir du précédent, assurant ainsi la stabilité globale du système selon la théorie de Lyapunov. La figure figure IV.1 montre comment les boucles internes et externes interagissent pour garantir une régulation précise et robuste des variables d'état.

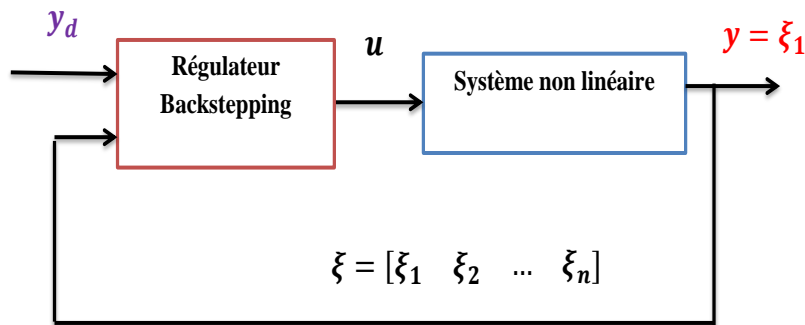


Figure IV.1: Schéma de principe du contrôle par backstepping

IV.2.2. Architecture générale de la commande par Backstepping

La conception d'un filtre actif parallèle basé sur des onduleurs multicellulaires performants et fiables repose intrinsèquement sur l'élaboration d'une architecture de commande robuste et coordonnée. L'objectif primordial est d'assurer un fonctionnement stable et optimal de l'onduleur, même en présence de perturbations significatives du réseau électrique et des exigences dynamiques imposées par les charges non linéaires [93][94]. Pour relever ce défi, nous explorons et développons des stratégies de contrôle non linéaires avancées, notamment basées sur le Backstepping.

La technique de commande par Backstepping est particulièrement bien adaptée aux systèmes non linéaires qui peuvent être décomposés en une série de sous-systèmes interconnectés, où chaque sous-système présente une relation claire "entrée-sortie". Pour les filtres actifs parallèles basés sur des onduleurs multicellulaires, cette méthodologie offre un moyen robuste d'atteindre un contrôle précis de diverses variables critiques, telles que la tension du bus continu, les courants du filtre et les tensions des condensateurs flottants

La figure IV.2 présente le schéma bloc général du système de commande d'un filtre actif parallèle multicellulaire basé sur l'approche Backstepping. Ce schéma illustre la décomposition du système global en plusieurs sous-systèmes interconnectés, chacun étant régulé par une boucle de commande spécifique conçue selon la méthodologie du Backstepping.

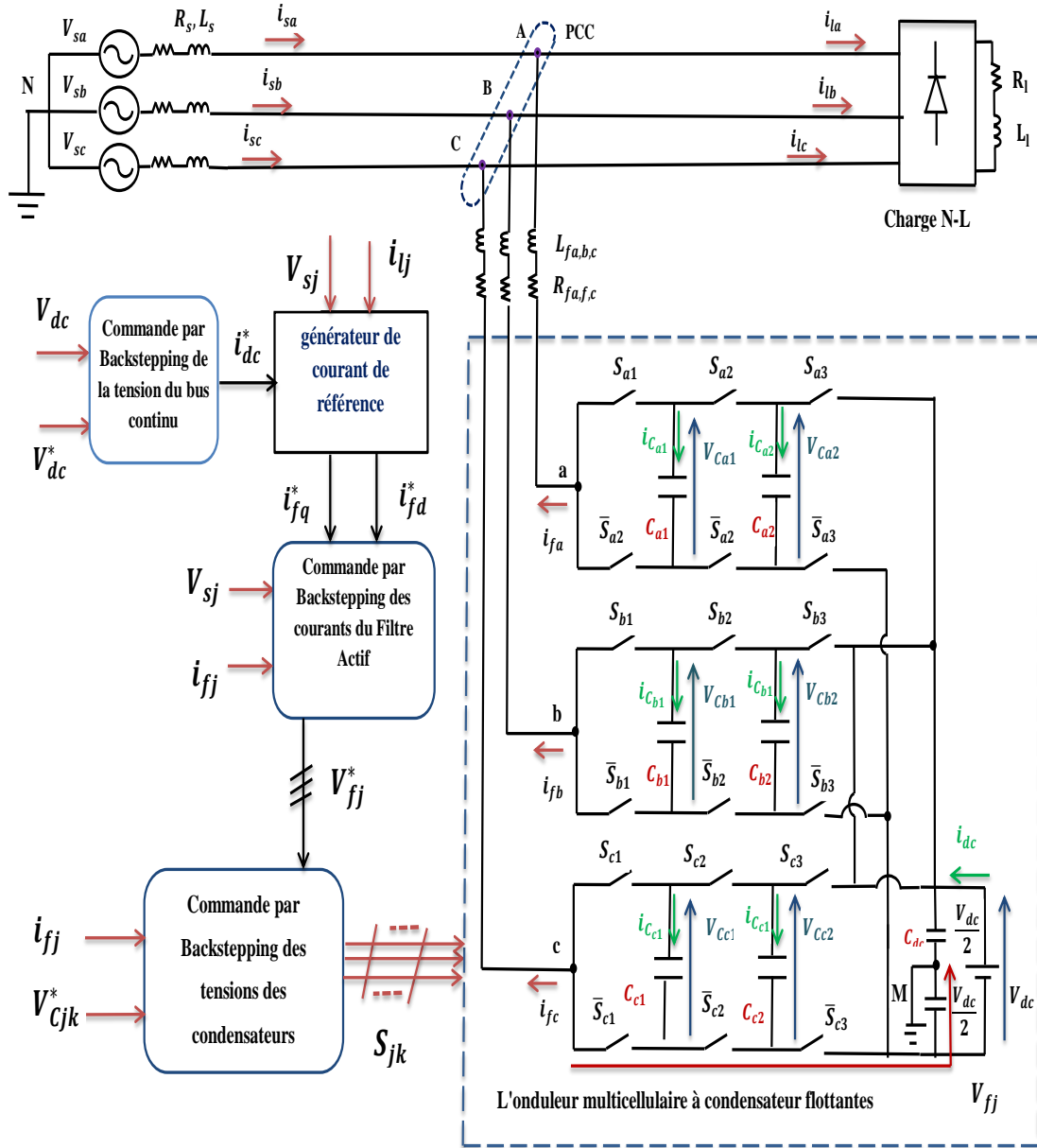


Figure IV.2: le schéma bloc général du système de commande par Backstepping d'un filtre actif parallèle basé sur d'onduleurs multicellulaire

IV.2.3. Synthèse des contrôleurs

Actuellement, nous recherchons des contrôleurs indépendants capables d'atteindre les objectifs suivants :

- Assurer un contrôle précis de la tension du bus continu pour maintenir sa valeur optimale.

- Compensation efficace des courants harmoniques et de la puissance réactive.
- Une répartition bien répartie de la tension d'entrée entre les dispositifs de commutation de puissance en régulant la tension aux bornes des condensateurs volants ;

Le principe du contrôleur par rétroaction est de résumer une loi de commande de manière itérative. Certains composants de la représentation d'état seraient examinés comme "commandes virtuelles" et des lois de commande intermédiaires seront préparées.

Il tient la conception de la stabilité au sens de Lyapunov, afin de s'assurer qu'une certaine fonction de Lyapunov, soit positive, et que sa dérivée soit toujours négative. La méthode permet de diviser le système en un ensemble de sous-systèmes emboîtés d'ordre décroissant.

À chaque étape, l'ordre du système est augmenté et le traitement de la partie non stable de l'étape précédente est effectué, jusqu'à l'apparition de la loi de commande qui est la dernière étape. Cela consiste à garantir, à tout moment, la stabilité globale du système.

Il y a trois sorties à contrôler : la tension du condensateur V_{dc} , les courants de FAP injecté par le filtre (i_{fd}, i_{fq}) et tensions des condensateurs flottantes (V_{Cj1}, V_{Cj2}) . Afin de s'assurer que chacune des sorties mentionnées précédemment suive sa référence $(V_{dc}^*, i_{fd}^*, i_{fq}^*$ et V_{Cj1}^*, V_{Cj2}^* respectivement), des contrôleurs non linéaires basés sur Backstepping sont synthétisés dans cette section.

IV.2.3.1. Commande de la tension du bus continu par un contrôleur Backstepping

Pour garantir un fonctionnement stable et fiable du filtre actif parallèle basé sur l'onduleur multicellulaire, une régulation précise de la tension du bus continu V_{dc} est essentielle. Cette section détaille la synthèse de la loi de commande par Backstepping dédiée à la régulation de cette tension.

La méthode de Backstepping est particulièrement adaptée pour les systèmes non linéaires et offre une approche systématique pour concevoir des contrôleurs stables. L'objectif ici est de faire converger la tension V_{dc} vers sa valeur de référence désirée V_{dc}^*

Le courant i_{dc} peut être exprimé comme suit [95] :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{i_{dc}}{C_{dc}} \quad (\text{IV.21})$$

Pour maintenir la tension du condensateur du bus à une valeur souhaitée constante, un contrôleur de retour est utilisé pour la réguler à sa valeur de référence [62], [94], [97].

Étant donné que le but de cette commande est d'obtenir la référence de puissance à la borne du condensateur du bus continu, la variable de suivi Z_1 erreur est définie par [21]:

$$Z_1 = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (\text{IV.22})$$

Son dérivé est :

$$\dot{Z}_1 = \dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc} \quad (\text{IV.23})$$

$$\dot{Z}_1 = \dot{V}_{dc}^* - \frac{i_{dc}}{C_{dc}} \quad (\text{IV.24})$$

La fonction Lyapunov est choisie comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2} Z_1^2 \quad (\text{IV. 25})$$

La dérivée de (IV. 25) est donnée par :

$$\dot{V}_1 = Z_1 \dot{Z}_1 = Z_1 \left(\dot{V}_{dc}^* - \frac{i_{dc}^*}{C} \right) \quad (\text{IV. 26})$$

Pour assurer la stabilité du système, la dérivée de la fonction de Lyapunov doit être négative ($\dot{V}_1 < 0$), ce qui peut être réalisé en choisissant la dérivée Z_1 à

$$\dot{Z}_1 = -k_1 Z_1 \quad (\text{IV.27})$$

Où k_1 est un gain positif.

À partir des équations (IV. 26) et (IV.27), nous trouvons

$$i_{dc}^* = C_{dc} (\dot{V}_{dc}^* - k_1 Z_1) \quad (\text{IV.28})$$

Dans ce cas, la tension de référence V_{dc}^* est choisie comme constante, sa dérivée sera nulle ($\dot{V}_{dc}^* = 0$)

Pour garantir la stabilité de Lyapunov, la loi de contrôle est choisie comme suit [96] [96] :

$$i_{dc}^* = C_{dc} k_1 Z_1 \quad (\text{IV.29})$$

Par conséquent, la loi de commande peut être exprimée comme indiqué par l'équation (IV.29), et son schéma de contrôle détaillé est présenté à la figure IV.3

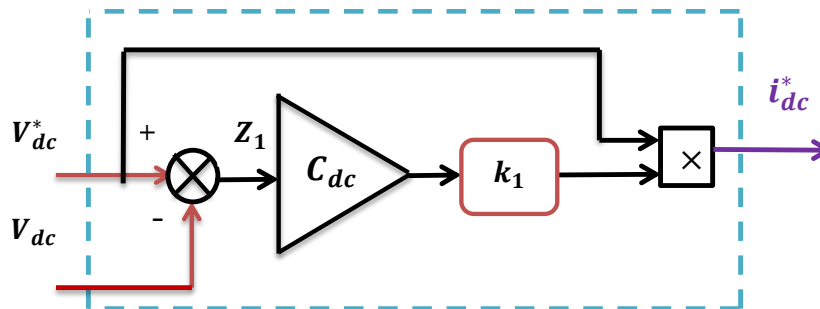


Figure IV.3: Schéma du contrôleur Backstepping conçu pour la tension du bus continu.

IV.2.3.2. Commande des courants du filtre actif par un contrôleur Backstepping

L'équation du système dans le référentiel est donnée par le système (IV.30). À partir des trois premières équations, les erreurs Z_2 et Z_3 sont définies comme :

$$\begin{cases} Z_2 = i_{fd}^* - i_{fd} \\ Z_3 = i_{fq}^* - i_{fq} \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

Leurs dérivées sont :

$$\begin{cases} \dot{Z}_2 = \dot{i}_{fd}^* - \dot{i}_{fd} \\ \dot{Z}_3 = \dot{i}_{fq}^* - \dot{i}_{fq} \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

Nous extrayons $(\dot{i}_{fd}, \dot{i}_{fq})$ du système: (Sur la base des équations établies dans le chapitre précédent (III.16) et (III.17))

$$\begin{cases} \dot{Z}_2 = \dot{i}_{fd}^* - \frac{1}{L_f} V_{fd}^* + \frac{R_f}{L_f} i_{fd} + \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{sd} \\ \dot{Z}_3 = \dot{i}_{fq}^* - \frac{1}{L_f} V_{fq}^* + \frac{R_f}{L_f} i_{fq} - \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f} v_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

La fonction de Lyapunov est choisie comme :

$$V_2 = \frac{1}{2} Z_2^2 + \frac{1}{2} Z_3^2 \quad (\text{IV.33})$$

La dérivée de (16) est donnée par :

$$\dot{V}_2 = Z_2 \dot{Z}_2 + Z_3 \dot{Z}_3 \quad (\text{IV.34})$$

Pour assurer la stabilité du système, la dérivée de la fonction de Lyapunov doit être négative ($\dot{V}_2 < 0$). Ceci peut être atteint en choisissant les dérivées Z_2 et Z_3 comme suit :

$$\begin{cases} \dot{Z}_2 = -k_2 Z_2 \\ \dot{Z}_3 = -k_3 Z_3 \end{cases} \quad (\text{IV.35})$$

Où k_2 et k_3 sont des gains positifs.

$$\begin{cases} \dot{Z}_2 = -k_2 (i_{fd}^* - i_{fd}) \\ \dot{Z}_3 = -k_3 (i_{fq}^* - i_{fq}) \end{cases} \quad (\text{IV.36})$$

À partir des deux équations (IV.32) et (V.36), nous pouvons extraire (V_{fd}^*, V_{fq}^*)

$$\begin{cases} V_{fd}^* = k_2 L_f (i_{fd}^* - i_{fd}) + L_f \dot{i}_{fd}^* + R_f i_{fd} + L_f \omega i_{fq} + v_{sd} \\ V_{fq}^* = k_3 L_f (i_{fq}^* - i_{fq}) + L_f \dot{i}_{fq}^* + R_f i_{fq} - L_f \omega i_{fd} + v_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.37})$$

Pour garantir la stabilité de Lyapunov, la loi de contrôle peut être écrite comme indiqué par l'équation (IV.37) [96], son schéma de contrôle est montré dans la figure (IV.3).

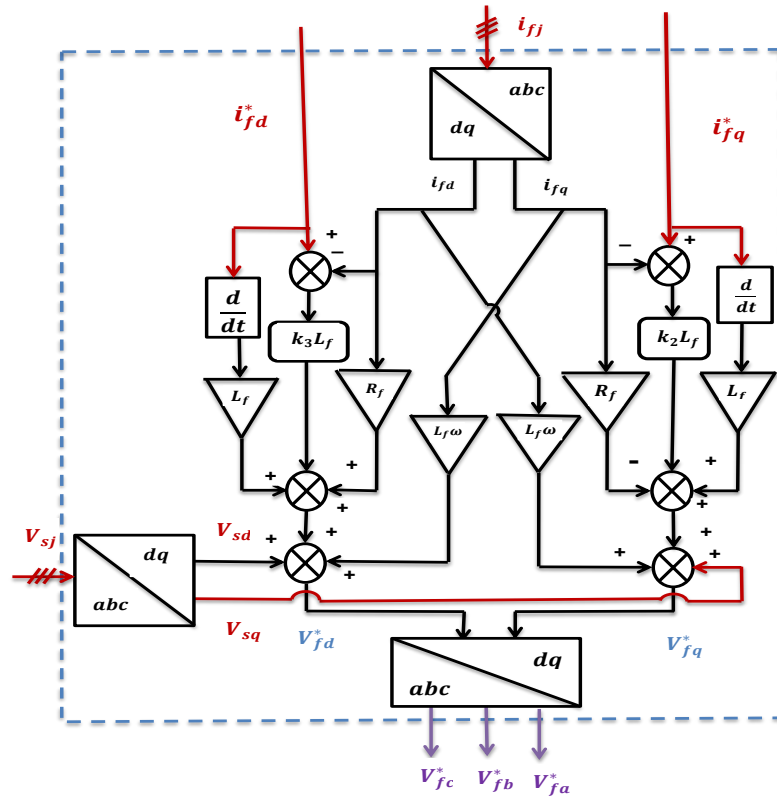


Figure IV.4: Schéma du contrôleur Backstepping conçu pour des courants du filtre actif

IV.2.3.3. Commande des tensions des condensateurs flottants par un contrôleur Backstepping

Dans le cadre de cette étude, nous nous focalisons sur le cas d'un onduleur à trois cellules ($p = 3$), ce qui correspond à un FCMLI à quatre niveaux de tension en sortie. La loi de commande vise à équilibrer les tensions des condensateurs flottants aux valeurs de référence souhaitées [62], [97], [98] ($V_{Cj1}^* = \frac{V_{dc}}{3}$, $V_{Cj2}^* = \frac{2V_{dc}}{3}$), $j = \{a, b, c\}$. Pour un bras d'onduleur, cette configuration permet à la tension de sortie de l'onduleur d'atteindre quatre niveaux distincts ($\frac{V_{dc}}{2}, \frac{V_{dc}}{6}, -\frac{V_{dc}}{6}, -\frac{V_{dc}}{2}$). La fonction de commande des interrupteurs est définie par s_{jk} .

En se référant à la figure IV.2, la tension aux bornes des condensateurs est directement liée au courant du filtre et est fortement influencée par l'état de commande des interrupteurs. L'expression du courant traversant un condensateur C_{jk} est donnée par la relation fondamentale :

$$\begin{cases} i_{C_{j1}} = (s_{j2} - s_{j1})i_{fj} \\ i_{C_{j2}} = (s_{j3} - s_{j2})i_{fj} \end{cases} \tag{IV.38}$$

La valeur du condensateur $C_{jk} = C$

Nous pouvons être extraits

$$\begin{cases} \frac{dV_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{C} (s_{j2} - s_{j1}) i_{fj} \\ \frac{dV_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{C} (s_{j3} - s_{j2}) i_{fj} \end{cases} \quad (\text{IV.39})$$

Il y a deux valeurs pour les fonctions de contrôle de l'interrupteur. $s_{jk} = \{0,1\}$, ($k = \{1,2\}$), signifiant 1 et 0 que l'interrupteur est activé et désactivé respectivement. Les paires d'interrupteurs dans chaque phase fonctionnent de manière complémentaire $s_{j1}, \overline{s_{j1}}, s_{j2}, \overline{s_{j2}}$ et $s_{j3}, \overline{s_{j3}}$ [3]

La tension ligne-terre V_{jM} et les courants à travers les condensateurs volants (i_{Cj1}, i_{Cj2}) peuvent être écrits en utilisant les lois de Kirchhoff comme suit :

$$V_{jM} = V_{fj} = (s_{j1} - s_{j2})V_{Cj1} + (s_{j2} - s_{j3})V_{Cj2} + s_{j3} \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{IV.40})$$

D'après les équations précédentes, nous déduisons que le courant traversant un condensateur est régi par les signaux de commande liés à deux commutateurs consécutifs dans une période de commutation.

La représentation de la moyenne locale du courant du condensateur peut s'exprimer comme [67], [70] :

$$\begin{cases} \bar{i}_{Cj1} = (d_{j2} - d_{j1}) \bar{i}_{fj} \\ \bar{i}_{Cj2} = (d_{j3} - d_{j2}) \bar{i}_{fj} \end{cases} \quad (\text{IV.41})$$

Où :

\bar{i}_{Cj1} et \bar{i}_{Cj2} sont les courants moyennés localement du condensateur ;

d_{j3} , d_{j2} et d_{j1} sont les cycles de service des commutateurs s_{j3} , s_{j2} et s_{j1} respectivement.

Dans le cas spécial où le courant du filtre ($i_{fj} > 0$) et selon l'équation (IV.41), l'augmentation du rapport cycliques (duty cycles of the switches) d_{jk+1} , ($k=\{1,2\}$) entraîne une augmentation du courant moyen local à travers le condensateur, tandis que ce dernier diminue si d_{jk} est augmenté .

Si la tension $V_{C_{jk}}$ aux bornes des condensateurs volants dépasse sa valeur de référence, un courant négatif doit être fourni à ce condensateur. Par conséquent, d_{jk} doit être augmenté tandis que $d_{j,k+1}$ doit être diminué. Inversement, si le courant du filtre est négatif ($i_{fj} < 0$), les cycles de service doivent être ajustés dans la direction opposée pour aider à équilibrer la tension aux bornes des condensateurs volants.

L'équilibrage dynamique des tensions $V_{C_{j1}}, V_{C_{j2}}$ des condensateurs flottantes est basé sur l'ensemble d'équations séquentielles suivant [70]:

$$\begin{cases} \bar{i}_{Cj1} = C \frac{d\bar{V}_{Cj1}}{dt} \\ \bar{i}_{Cj2} = C \frac{d\bar{V}_{Cj2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.42})$$

$$\begin{cases} \frac{d\bar{V}_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{c} \bar{i}_{Cj1} \\ \frac{d\bar{V}_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{c} \bar{i}_{Cj2} \end{cases} \quad (\text{IV.43})$$

À partir des équations précédentes (IV.42) et (IV.43), et de l'analyse décrite dans le paragraphe, nous pouvons extraire l'ensemble d'équations

$$\begin{cases} \frac{d\bar{V}_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{c} (d_{j2} - d_{j1}) \bar{i}_{fj} \\ \frac{d\bar{V}_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{c} (d_{j3} - d_{j2}) \bar{i}_{fj} \\ \bar{V}_{fj} = -(d_{j2} - d_{j1}) \bar{V}_{Cj1} - (d_{j3} - d_{j2}) \bar{V}_{Cj2} + d_{j3} \frac{\bar{V}_{dc}}{2} - \frac{\bar{V}_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.44})$$

Nous considérons

$$\begin{cases} d_{j2} - d_{j1} = u_{j1} \\ d_{j3} - d_{j2} = u_{j2} \\ d_{j3} = u_{j3} \end{cases} \quad (\text{IV.45})$$

En utilisant (IV.45) dans (IV.44), nous obtenons ce qui suit

$$\begin{cases} \frac{d\bar{V}_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{c} u_{j1} \dot{i}_{fj} \\ \frac{d\bar{V}_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{c} u_{j2} \dot{i}_{fj} \\ \bar{V}_{fj} = -u_{j1} \bar{V}_{Cj1} - u_{j2} \bar{V}_{Cj2} + u_{j3} \frac{\bar{V}_{dc}}{2} - \frac{\bar{V}_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{IV.46})$$

Notre objectif est de réguler les tensions V_{Cj1} et V_{Cj2} aux niveaux de référence V_{Cj1}^* et V_{Cj2}^* . À cette fin, introduisons les erreurs de suivi de tension

Erreurs dans les tensions flottantes est définie comme [19], [62]:

$$\begin{cases} e_1 = \bar{V}_{Cj1}^* - \bar{V}_{Cj1} \\ e_2 = \bar{V}_{Cj2}^* - \bar{V}_{Cj2} \end{cases} \quad (\text{IV.47})$$

Ses dérivées sont :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{V}_{Cj1}^* - \dot{V}_{Cj1} \\ \dot{e}_2 = \dot{V}_{Cj2}^* - \dot{V}_{Cj2} \end{cases} \quad (\text{IV.48})$$

Dans ce cas, la tension de référence est choisie comme constante, sa dérivée sera nulle ($\dot{V}_{Cj1}^* = 0, \dot{V}_{Cj2}^* = 0$)

Le contrôle sera

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\frac{1}{c} u_{j1} \dot{i}_{fj} \\ \dot{e}_2 = -\frac{1}{c} u_{j2} \dot{i}_{fj} \end{cases} \quad (\text{IV.49})$$

La fonction de Lyapunov est choisie comme :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{IV.50})$$

La dérivée de (IV.50) est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ \dot{V} &= -\frac{1}{C} u_{j1} i_{fj} e_1 - \frac{1}{C} u_{j2} i_{fj} e_2 \end{aligned} \quad (\text{IV.51})$$

Pour garantir la stabilité du système, la dérivée de la fonction de Lyapunov doit être négative ($\dot{e}_1 < 0$) et ($\dot{e}_2 < 0$) ceci peut être réalisé en choisissant la dérivée (e_1, e_2) pour

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -\lambda_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = -\lambda_2 e_2 \end{cases} \quad (\text{IV.52})$$

Ou λ_1 et λ_2 sont un gain positif.

À partir des deux équations systèmes (IV.49) et (IV.52), nous pouvons extraire u_{j1} et u_{j2} , comme nous pouvons extraire u_{j3} en remplaçant u_{j1} et u_{j2} dans la troisième équation de l'équation (IV.46),

Les lois de contrôle réelles sont dérivées de l'équation ci-dessus et sont données par :

$$\begin{cases} u_{j1} = \frac{C}{i_{fj}} \lambda_1 e_1 \\ u_{j2} = \frac{C}{i_{fj}} \lambda_2 e_2 \\ u_{j3} = 1 + \frac{2V_{fj}}{V_{dc}} + \frac{2C}{V_{dc} i_{fj}} (\lambda_1 e_1 + \lambda_2 e_2) \end{cases} \quad (\text{IV.53})$$

$\text{sign}(i_{fj})$ est le signe du courant du filtre, qui est égal à 1 et -1 lorsque (i_{fj}) est positif et négatif, respectivement

$$\begin{cases} u_{j1} = C \lambda_1 \text{sign}(i_{fj}) e_1 \\ u_{j2} = C \lambda_2 \text{sign}(i_{fj}) e_2 \\ u_{j3} = 1 + \frac{2V_{fj}}{V_{dc}} + \frac{2C}{V_{dc}} \text{sign}(i_{fj}) (\lambda_1 e_1 + \lambda_2 e_2) \end{cases} \quad (\text{IV.54})$$

En utilisant l'équation (IV.45)

$$\begin{cases} d_{j3} = u_{j3} \\ d_{j2} = u_{j3} - u_{j2} \\ d_{j1} = u_{j3} - u_{j2} - u_{j1} \end{cases} \quad (\text{IV.55})$$

Enfin, pour garantir la stabilité de Lyapunov, la loi de contrôle est choisie comme :

$$\begin{cases} d_{j3} = 1 + \frac{2V_{fj}}{V_{dc}} + \frac{2C}{V_{dc}} (\lambda_1 e_1 + \lambda_2 e_2) \text{sign}(i_{fj}) \\ d_{j2} = 1 + \frac{2V_{fj}}{V_{dc}} + \frac{2C}{V_{dc}} (\lambda_1 e_1 + \lambda_2 e_2) \text{sign}(i_{fj}) - C \lambda_2 e_2 \text{sign}(i_{fj}) \\ d_{j1} = 1 + \frac{2V_{fj}}{V_{dc}} + \frac{2C}{V_{dc}} (\lambda_1 e_1 + \lambda_2 e_2) \text{sign}(i_{fj}) - \text{sign}(i_{fj}) C \lambda_2 e_2 - C \text{sign}(i_{fj}) \lambda_1 e_1 \end{cases} \quad (\text{IV.56})$$

Les signaux de commande des commutateurs de cellules sont formés par comparaison mathématique entre les signaux de référence (d_{j1}, d_{j2} et d_{j3}) et les signaux triangulaires P_{jk} définis par l'équation (IV.57)

$$P_{jk} = \frac{2}{\pi} \left[a \sin \left(\sin(2\pi f_d t) - \frac{\pi}{2} - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right], \quad k = \{1,2,3\} \tag{IV.57}$$

L'angle φ_{jk} est le même pour tous les signaux P_{jk} est donné par :

$$\varphi_{jk} = (k-1) \frac{2\pi}{p} \tag{IV.58}$$

Le signal de commande s_{jk} déterminé comme suit [3], [64] :

$$s_{jk} = \begin{cases} 1 & \text{si } d_{jk} \geq P_{jk} \\ 0 & \text{si } d_{jk} < P_{jk} \end{cases}$$

La figure IV.5 montre le schéma bloc de la technique d'équilibrage de tension pour l'onduleur multicellulaire à quatre niveaux utilisant un contrôleur Backstepping.

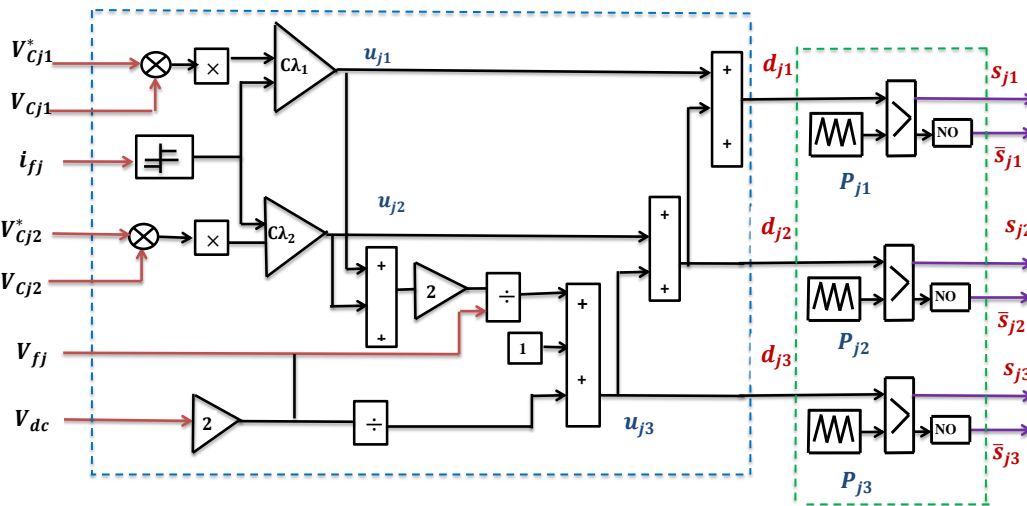


Figure IV.5: Schéma bloc de la technique d'équilibrage des tensions appliquée avec le contrôleur Backstepping.

IV.2.4. Résultats de Simulation à l'aide d'un contrôleur Backstepping

Afin de valider l'authenticité et la pertinence de la stratégie de commande proposée, le système a été modélisé, implémenté et simulé sous l'environnement Matlab/Simulink. L'analyse des performances du contrôleur Backstepping a permis de mettre en évidence son efficacité dans la compensation des harmoniques, la régulation des tensions du bus continu et des condensateurs flottants, ainsi que dans l'amélioration globale de la qualité de l'énergie électrique.

Dans un souci d'évaluation comparative, les résultats obtenus seront confrontés à ceux du régulateur PI classique, afin de démontrer de manière objective les avantages dynamiques et qualitatifs offerts par la commande Backstepping. Le tableau IV.1 montre les valeurs des paramètres

Paramètre	Valeur
Tension et fréquence de la source V_{sj}, f	220V, 50Hz
Impédance de la source R_s, L_s	1 m Ω , 1 mH
Impédance de la charge R_l, L_l	10 Ω , 10 mH
Filtre de couplage R_f, L_f	1 m Ω , 1 mH
Capacité des condensateurs flottants (FCMLI) C_{jk}	0.1 mF
Capacité du bus continu C_{dc}	3mF
Fréquence de commutation	10 KHz
Les gains K_1, K_2, K_3	10, 70, 70
Les gains λ_1, λ_2	10, 10

Tableau IV.1: Paramètres de simulation

La figure IV.6 présente la performance de compensation du filtre actif parallèle basé sur l'onduleur multicellulaire sous l'action d'un contrôleur Backstepping (BC), en illustrant la relation entre la tension et le courant source, ainsi que l'analyse harmonique de ce dernier.

On observe clairement qu'après l'application de la compensation par le filtre actif basé sur l'onduleur multicellulaire, la tension et le courant de la source deviennent non seulement parfaitement sinusoïdaux, mais également en phase l'un avec l'autre. Cela constitue une indication essentielle de la double fonction de compensation assurée par le filtre : la correction du facteur de puissance et l'atténuation des harmoniques.

Le taux de distorsion harmonique (THD) n'est que de 0,65 %, une valeur extrêmement faible, représentant un excellent indicateur de la haute qualité du courant de la source. Ce résultat, largement inférieur aux normes industrielles les plus strictes (inférieures à 5 %), démontre la capacité remarquable de la commande Backstepping à garantir une injection de courant compensatoire à la fois précise et efficace.

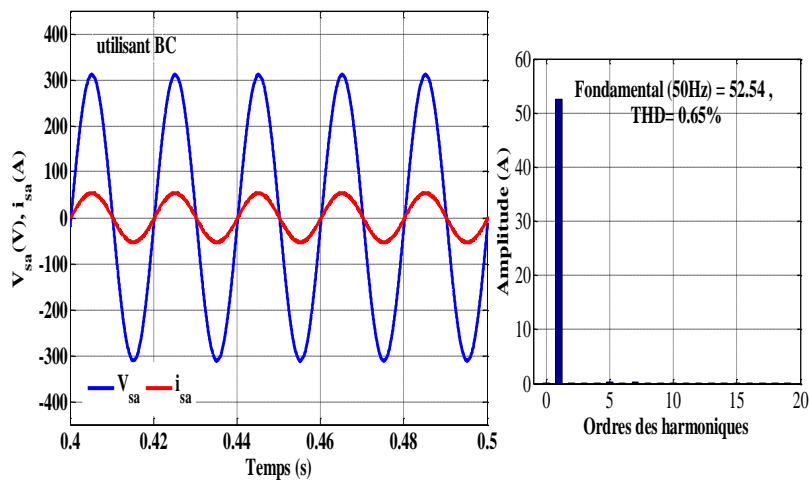


Figure IV.6: Tension et courant source après compensation avec filtre actif basé sur l'onduleur multicellulaire sous commande Backstepping (BC) et analyse spectrale de courant source.

IV.2.4.1. Performances globales du contrôleur Backstepping

Cette section est consacrée à l'analyse de la performance du contrôleur Backstepping en matière d'amélioration de la qualité du courant de la source. L'objectif principal est d'évaluer la capacité de cette commande à réduire les distorsions harmoniques et à maintenir un courant parfaitement sinusoïdal, même en présence de charges non linéaires. Les résultats présentés permettent également d'apprécier la robustesse du système face aux variations de charge

Pour démontrer les bonnes performances de contrôleur proposé, la simulation a été étudiée sous variation de charge non linéaire. La charge non linéaire est réduite à $t=0,6$ s de 50 % en ajoutant une autre charge RL ($R=10\Omega$, $L=10\text{mh}$) en parallèle avec celle-ci.

Qualité du courant de la source

D'après la figure IV.7, le filtre actif basé sur l'onduleur multicellulaire diminue la distorsion harmonique totale (THD), est de 0,65 % avant la variation de charge et de 1,02 % après variation de charge à l'aide du contrôleur Backstepping (BC), ce qui prouve l'efficacité du contrôleur Backstepping pour deux conditions de fonctionnement.

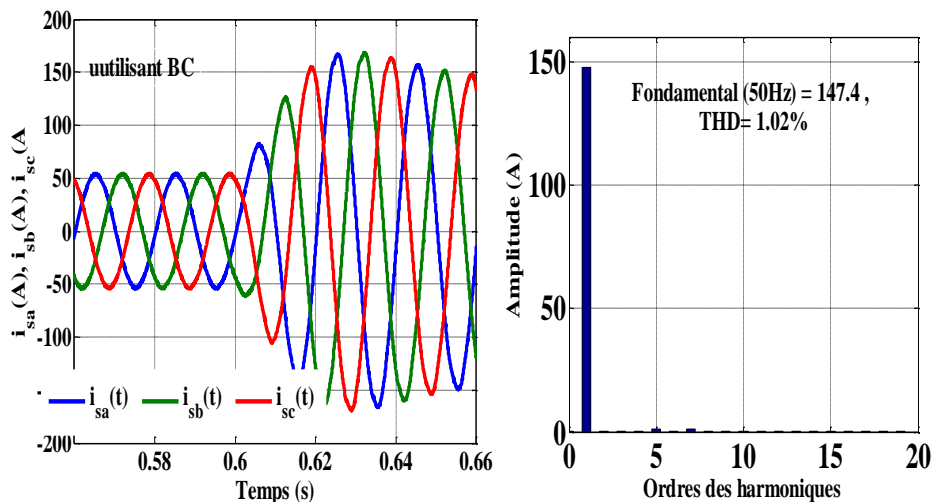


Figure IV.7: Les courants de source et leur spectre d'harmoniques après variation de charge à l'aide du contrôleur Backstepping (BC).

L'analyse comparative présentée dans le Tableau IV.2 met en évidence les performances respectives des deux stratégies de commande, à savoir le régulateur PI et le contrôleur Backstepping (BC), avant et après la variation de la charge non linéaire ($t = 0,6$ s). Il apparaît clairement que le contrôleur Backstepping offre de meilleures performances en termes de qualité du courant de la source.

En effet, le taux de distorsion harmonique (THD) diminue significativement, passant de 2,57 % à 0,65 % avant la variation de charge, et de 2,39 % à 1,02 % après cette dernière. De même, la valeur efficace du courant (RMS) reste plus stable avec la commande Backstepping (52,54 A puis 147,04 A), traduisant une meilleure régulation et une réponse dynamique plus robuste face aux perturbations du système.

Ces résultats confirment la supériorité de la stratégie Backstepping pour l'amélioration de la qualité du courant et la réduction des harmoniques dans le filtre actif parallèle multicellulaire

Courant de source	Avant la variation de la tension de de charge non linéaire ($t < 0.6$)		après la variation de la tension de de charge non linéaire ($t > 0.6$)	
	PI	BC	PI	BC
THD (%)	2.57	0.65	2.39	1.02
RMS (A)	54.8	52.54	150.4	147.04

Tableau IV.2: Comparaison entre PI et BC en terme qualité de courant de source

Régulation des tensions du bus continu et des condensateurs flottants

Les figures IV.8, IV.9 et IV.10 présente la performance d'un système de contrôle utilisant Backstepping pour réguler une tension continue, V_{dc} et les tensions flottantes (V_{cj2}, V_{cj1}), et la faire suivre une tension de référence, V_{dc}^* et (V_{Cj1}^*, V_{Cj2}^*).

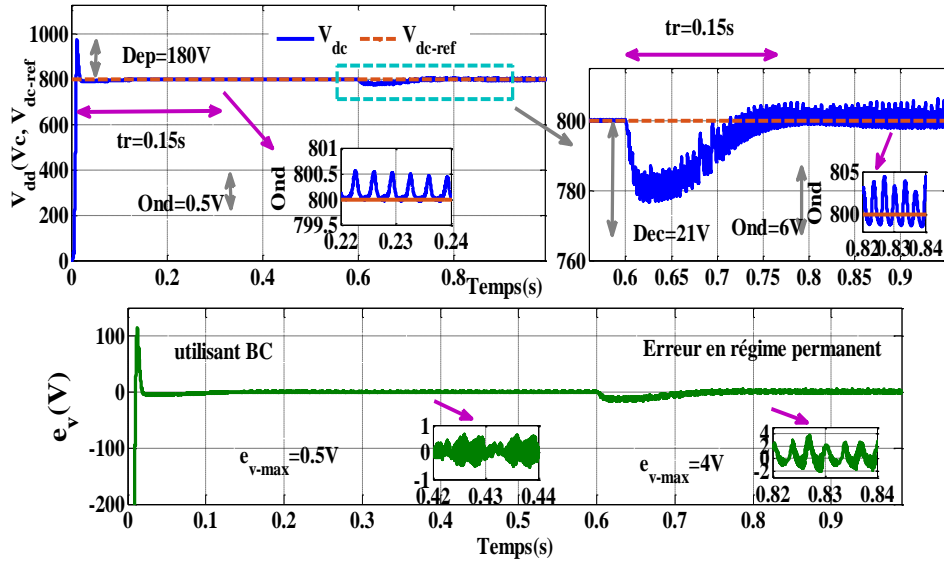


Figure IV.8: Évolution de la tension du bus continu V_{dc} avec la commande Backstepping

La figure IV.8 montre que le contrôleur Backstepping régule efficacement la tension du bus continu V_{dc} . La tension atteint rapidement la référence avec un dépassement initial de 180 V et un temps de stabilisation très court (0,15 s). En régime stable, l'ondulation est faible (0,5 V) et l'erreur maximale est de 0,5 V, démontrant une grande précision. Après une variation de charge non linéaire à ($t = 0,6$) s, la tension chute temporairement de 21 V et se rétablit rapidement, avec une ondulation

maximale de 6 V et une erreur maximale de 4 V, confirmant la robustesse et la réactivité du contrôleur face aux perturbations.

La figure IV.9 montre que le contrôleur régule efficacement la tension flottante V_{Cj2} vers sa référence de 533,33 V. Initialement, la tension dépasse la référence de 113 V, mais se stabilise rapidement en 0,15 s avec une ondulation faible de 1 V. Après une variation de charge non linéaire à ($t = 0,6$) s, la tension chute temporairement de 14 V, se rétablit en 0,15 s, et l'ondulation augmente à 4 V. L'erreur maximale passe de 1 V en premier régime permanent à 8,3 V après perturbation, reflétant la légère augmentation de l'ondulation.

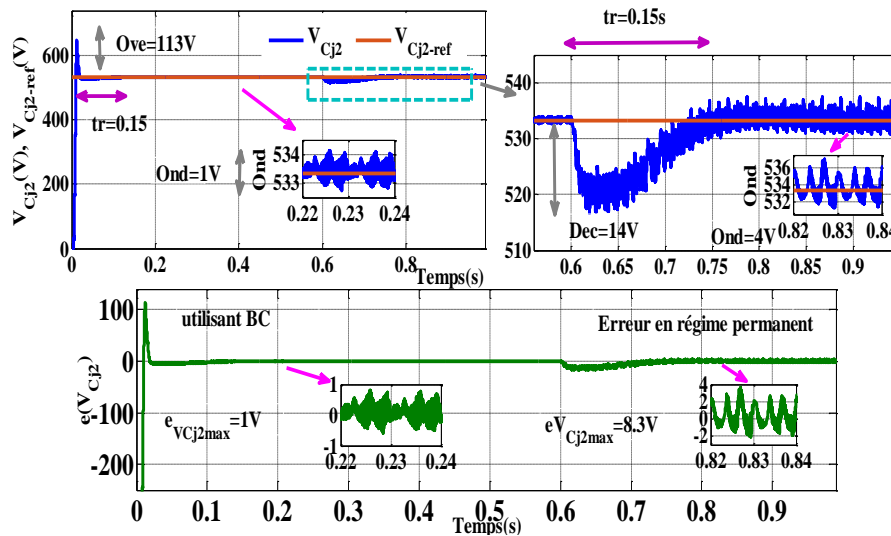


Figure IV.9: Évolution de la tension flottante V_{Cj2} avec la commande Backstepping

La figure IV.10 montre la régulation de la tension V_{Cj1} à une référence V_{Cj1}^* (autour de 266,66 V). Le dépassement initial est de 57V. V_{Cj1} atteint la référence très rapidement, en 0,15s, identique au cas de V_{Cj2} . La figure montre une ondulation très faible de 1V, identique au cas de V_{Cj2} .

Après la Perturbation due à la variation de la charge non linéaire, à $t=0.6s$, La tension chute d'environ 8V par rapport à la référence. V_{Cj1} récupère rapidement en 0,15s, confirmant la rapidité du contrôleur Backstepping. Après le temps de récupération, l'ondulation augmente à 4V, identique au cas de V_{Cj2} après perturbation.

La figure IV.10 illustre aussi l'erreur en régime permanent V_{Cj1} , l'erreur maximale est de 1V, correspondant à l'ondulation. Très bonne précision. Après la perturbation, l'erreur maximale $e(V_{Cj1})_{max}$ est de 2V.

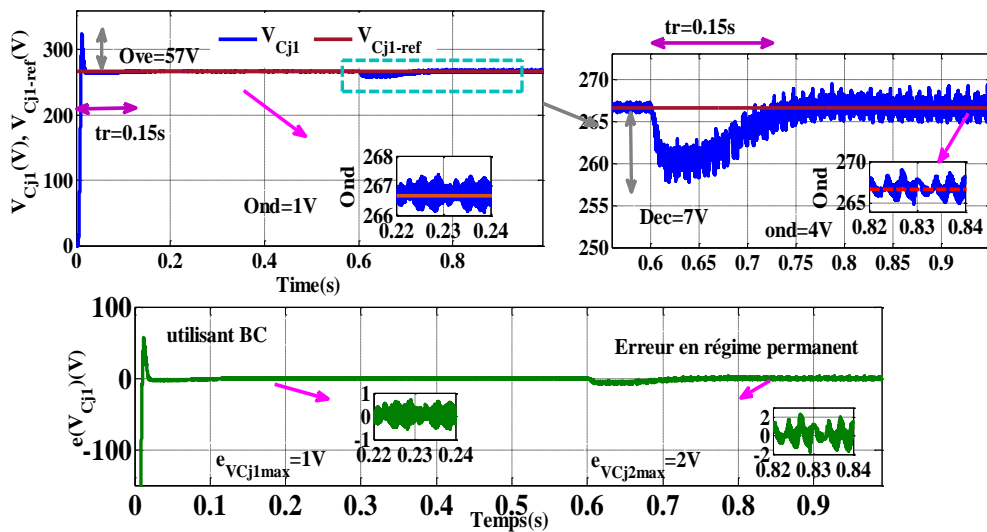


Figure IV.10: Évolution de la tension flottante V_{Cj1} avec la commande Backstepping

Tableau IV.3 présente l’analyse des performances du contrôleur Backstepping appliqué à la régulation des tensions du bus continu et des condensateurs flottants dans le filtre actif parallèle multicellulaire. L’objectif est d’évaluer la capacité de cette commande à maintenir les tensions autour de leurs valeurs de référence, tout en assurant la stabilité et l’équilibrage dynamique des tensions du bus continu et des tensions flottantes.

	V_{dc}		V_{Cj2}		$V_{Cj1}(V)$	
	$t < 0.6$	$t > 0.6$	$t < 0.6$	$t > 0.6$	$t < 0.6$	$t > 0.6$
Dépassement positif Ove (V)	180	3	113	2	57	1
Dépassement négatif Dec (V)	12	21	8	14	4	7
Ondulation de la tension (V)	0.5	6	1	4	1	4
Erreur en régime permanent $e_{max}(V)$	0.5	4	1	8.3	1	2
Temps d’établissement tr (s)	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15

Tableau IV.3: Performances des contrôleurs backstepping en termes des tensions (V_{dc} , V_{Cj2} et V_{Cj1})

IV.2.4.2. Évaluation détaillée des performances du contrôleur Backstepping

Dans cette section, nous évaluons la performance du contrôleur Backstepping en ce qui concerne la régulation de la tension du bus continu V_{dc} et le maintien de l’équilibre des tensions des condensateurs flottants au sein du filtre actif parallèle basé sur un onduleur multicellulaire

Les résultats de simulation confirment la capacité du contrôleur à :

- ✓ Maintenir la tension du bus continu autour de sa valeur de référence avec une grande stabilité,
- ✓ Équilibrer les tensions des condensateurs flottants, garantissant une répartition homogène de la tension totale,
- ✓ Réduire le taux de distorsion harmonique (THD) du courant source à des valeurs inférieures à 1 %.

En comparaison avec le régulateur PI classique, le Backstepping présente une meilleure robustesse, une réponse dynamique plus rapide, et une plus grande précision dans le maintien de la qualité d'énergie injectée au réseau

Analyse de la qualité du courant de la source

L'analyse du courant de source montre que :

- Le courant d'alimentation devient quasi sinusoïdal,
- Le THD atteint 0,66 %,
- Le système assure une compensation quasi parfaite des composantes réactives et harmoniques.

Ces résultats traduisent une excellente performance de filtrage et une injection de courant conforme aux normes de qualité de puissance.

Analyse du comportement dynamique des tensions

L'étude du comportement dynamique révèle :

- Une régulation rapide du bus continu avec un temps de réponse de l'ordre de 0,01 s,
- Des ondulations minimales des tensions des condensateurs flottants,
- Une stabilité globale élevée du système multicellulaire, même sous des conditions de charge variables.

Ces résultats confirment la précision du contrôle et la stabilité du système obtenu grâce à la commande Backstepping.

Afin d'améliorer encore la robustesse et la rapidité de régulation, la partie présente la commande par mode glissant d'ordre supérieur (Super-Twisting Sliding Mode Control – ST-SMC). Cette méthode combine la robustesse élevée du mode glissant avec les avantages des techniques d'ordre supérieur, réduisant significativement le phénomène de chattering et améliorant la qualité dynamique du courant compensé.

IV.3. Commande par Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC)

IV.3.1. Principe du Sliding Mode Control (SMC)

La commande par mode glissant (Sliding Mode Control – SMC) est une technique de commande non linéaire robuste largement utilisée pour le pilotage des systèmes comportant des incertitudes paramétriques, des perturbations externes ou des dynamiques complexes [99].

Le principe fondamental de cette méthode consiste à définir une surface de glissement dans l'espace d'état du système, notée $S(x, t) = 0$, telle que, une fois cette surface atteinte, la dynamique du système devienne invariante face aux incertitudes modélisées, assurant ainsi la robustesse du contrôle.

IV.3.1.1. Principe de base du SMC

La loi de commande du SMC est généralement structurée en deux phases successives :

1. Phase d'approche : la commande agit de manière à forcer la trajectoire du système à rejoindre la surface de glissement ($S = 0$).
2. Phase de glissement : une fois sur cette surface, la dynamique du système devient indépendante des incertitudes et suit un comportement prescrit

La surface de glissement est souvent exprimée sous la forme :

$$S(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e \quad (\text{IV.59})$$

où e désigne l'erreur de suivi, ($e = x^* - x$)

r est le degré relatif, et λ est un coefficient strictement positif

Le degré relatif r dans le contrôle par mode glissant représente le nombre de dérivations successives de la sortie ou de l'erreur nécessaires pour faire apparaître explicitement la commande u dans les équations du système.

Cette propriété est fondamentale pour la conception de la surface de glissement $S(x, t)$, qui inclut les dérivées de l'erreur jusqu'à $r - 1$ pour garantir que l'effet de la commande se manifeste et assure la convergence et la stabilité sur la surface [100]

La loi de commande typique s'écrit :

$$u = u_{eq} - k \text{sign}(S) \quad (\text{IV.60})$$

avec u_{eq} la commande équivalente, $k > 0$ un gain de commutation et $\text{sign}(S)$ la fonction signe introduisant la discontinuité.

avec :

- u_{eq} la commande équivalente permettant le maintien sur la surface,
- $k > 0$ un gain de commutation,
- $\text{sign}(S)$ la fonction signe introduisant la discontinuité.

IV.3.1.2. Avantages et limites du SMC classique

Le SMC présente plusieurs avantages majeurs :

- Une grande robustesse vis-à-vis des incertitudes et perturbations ;
- Une convergence rapide vers la surface de glissement ;
- Une structure simple facilitant l'implémentation.

Cependant, la principale limite du SMC réside dans le phénomène de chattering, c'est-à-dire des oscillations de haute fréquence autour de la surface de glissement dues à la commutation discontinue. Ce phénomène peut engendrer [101]:

- une usure prématurée des actionneurs,
- une excitation des dynamiques non modélisées,
- une détérioration de la performance globale du système.

IV.3.1.3. Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC)

Afin de remédier à ces limitations tout en conservant la robustesse du SMC, des techniques de mode glissant d'ordre supérieur ont été développées. Parmi elles, la commande Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC) constitue une amélioration significative.

Cette méthode agit non seulement sur la variable de glissement (s), mais aussi sur sa dérivée (\dot{s}), permettant ainsi une commande continue, une convergence en temps fini et une réduction significative du chattering [102].

La stabilité du contrôle ST-SMC est démontrée à l'aide de l'approche de Lyapunov, appliquée au mode glissant. La structure du ST-SMC comporte deux composantes principales [103] :

- un contrôle équivalent, responsable de la dynamique du système et de la définition de la surface de glissement ;
- un contrôle de commutation basé sur le principe du super-twisting, qui maintient le système sur la surface de glissement tout en réduisant les oscillations indésirables.

La fonction de Lyapunov associée peut être exprimée par :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (\text{IV.61})$$

Pour garantir la stabilité et la convergence du système, la dérivée de la fonction de Lyapunov doit vérifier la condition suivante :

$$\dot{V} = S\dot{S} < 0 \quad (\text{IV.62})$$

La loi de commande Super-Twisting est donnée par [21], [104],[105], [106] :

$$\begin{cases} u = u_1 + \beta |S|^\rho \text{sign}(S) \\ \dot{u}_1 = \alpha \cdot \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{IV.62})$$

Où S est la surface de glissement, et β et α sont des valeurs positives.

Cette stratégie permet d'obtenir une réponse rapide, lisse et robuste, particulièrement adaptée aux systèmes de puissance complexes, tels que les filtres actifs parallèles à base de convertisseurs multicellulaires.

Dans cette optique, il devient essentiel d'examiner l'architecture de mise en œuvre pratique du contrôleur ST-SMC, ainsi que son intégration au sein du modèle dynamique du filtre actif parallèle. L'objectif est de démontrer comment cette technique avancée permet d'améliorer la qualité du courant injecté, de réguler efficacement la tension du bus continu et d'équilibrer les tensions des condensateurs flottants.

Ainsi, la section suivante présente en détail l'architecture générale de la commande ST-SMC appliquée au filtre actif parallèle à base de l'onduleur multicellulaires a quatre niveaux, en explicitant sa structure fonctionnelle et les interactions entre ses différents régulateurs.

IV.3.2. Architecture générale de la commande ST-SMC appliquée

Dans cette section, le contrôle des filtres actifs parallèles à base de convertisseurs multicellulaires est développé en s'appuyant sur la stratégie Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC) combinée à la technique de modulation de largeur d'impulsions à décalage de phase (Phase-Shifted PWM, PS-PWM). L'objectif principal de cette approche est d'améliorer la robustesse, la stabilité et l'équilibrage dynamique des tensions des condensateurs flottants du convertisseur [3].

Plus précisément, la commande ST-SMC est mise en œuvre pour :

- la régulation de la tension du bus continu V_{dc} ,
- le contrôle des courants du filtre actif (i_{fd}, i_{fq}) ,
offrant ainsi une réponse dynamique rapide, une forte robustesse face aux perturbations et une grande précision de poursuite des grandeurs de référence.

Parallèlement, la technique PS-PWM est exploitée pour le contrôle des tensions des condensateurs flottants (V_{Cj1}, V_{Cj2}) . Elle permet d'assurer un équilibrage automatique et dynamique de ces tensions, tout en réduisant l'ondulation et en garantissant une répartition harmonieuse de la tension entre les cellules du convertisseur multicellulaire.

L'architecture globale de la commande proposée, illustrée à la figure IV.11, met clairement en évidence la complémentarité entre la stratégie ST-SMC et la technique PS-PWM. Cette combinaison assure une qualité de puissance optimale, une réjection efficace des perturbations, ainsi qu'un fonctionnement stable et robuste du filtre actif parallèle à base de convertisseur multicellulaire.

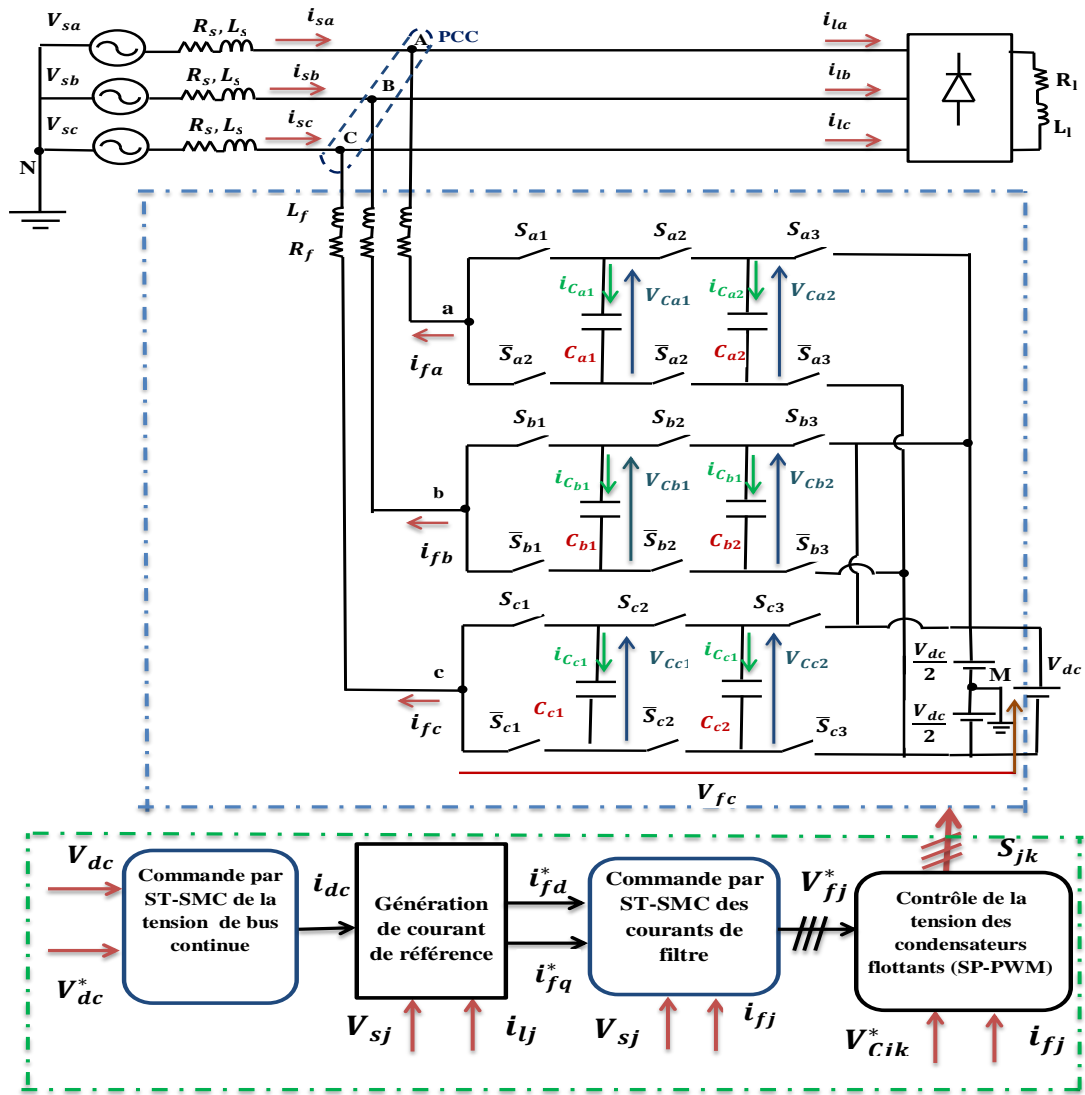


Figure IV.11: Schéma bloc général du système de commande par ST-SMC

IV.3.2.1. Commande de la tension du bus continu par ST-SMC

Pour la régulation de la tension continue (V_{dc}), nous appliquons un contrôleur par mode glissant du second ordre (Super-Twisting). Le vecteur d'erreur est exprimé comme suit [107] :

$$e_v = x_v^* - x_v \quad (IV.64)$$

Où e_v est l'erreur sur la tension continue (V_{dc}), comme le montre l'équation (IV.65).

$$e_v = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (IV.65)$$

Cette erreur est considérée comme la surface de glissement du contrôle par mode glissant avec V_v étant la fonction de Lyapunov. La surface de mode glissant (V_{dc}) est donnée par [108]:

$$S_v = S(V_{dc}) = e_v \quad (IV.66)$$

La fonction de Lyapunov est exprimée par l'équation (IV.67):

$$V_v = \frac{1}{2} S_v^2 \quad (\text{IV.67})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par l'équation (IV.68):

$$\dot{V}_v = S_v \cdot \dot{S}_v \quad (\text{IV.68})$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par l'équation (IV.69) :

$$\dot{S}_v = \dot{e}_v \quad (\text{IV.69})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée de la tension continue V_{dc} :

$$\dot{S}_v = \dot{V}_{dc}^* - \frac{1}{C_{dc}} i_{dc}^* \quad (\text{IV.70})$$

Supposons un mouvement de glissement idéal [88]. Cela peut être exprimé comme :

$$S_v = 0, \dot{S}_v = 0 \quad (\text{IV.71})$$

Nous pouvons écrire la première dérivée de la surface de glissement sous la forme suivante :

$$\dot{S}_v = G_v - \frac{1}{C_{dc}} i_{dc}^* = u_v \quad (\text{IV.72})$$

Où $G_v = \dot{V}_{dc}^*$

La deuxième dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\ddot{S}_v = \ddot{V}_{dc}^* - \frac{1}{C_{dc}} \dot{i}_{dc}^* \quad (\text{IV.73})$$

Définissons l'inégalité suivante :

$$\begin{cases} |\dot{G}_v| \leq C_v \\ 0 < K_{vm} \leq \frac{1}{C_{dc}} \leq K_{vM} \end{cases} \quad (\text{IV.74})$$

Si le critère de stabilité du contrôle par mode glissant est appliqué, le contrôle de la tension continue V_{dc} est donné par l'équation (IV.75) [3], [18], [21], [109]:

$$\begin{cases} u_v = u_{1v} + \gamma |S_v|^\rho \text{sign}(S_v) \\ \dot{u}_{1v} = \beta_v \cdot \text{sign}(S_v) \end{cases} \quad (\text{IV.75})$$

Où $\beta > \frac{C_v}{K_{vm}}, \gamma^2 \geq \frac{4C_v K_{vM}(\beta + C_v)}{K_{vm}^2 K_{vm}(\beta - C_v)}$ and $0 \leq \rho \leq 1$.

La Figure IV.12 illustre le schéma fonctionnel proposé du contrôleur ST-SMC destinée à assurer la commande de la tension du bus continu

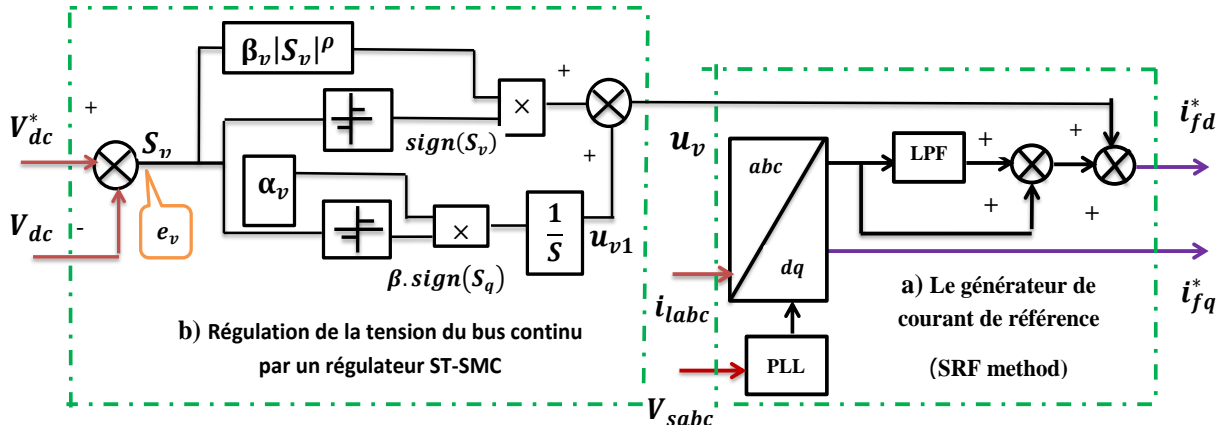


Figure IV.12: Schéma du contrôleur ST-SMC dédié à la régulation de la tension du bus continu

IV.3.2.2. La régulation des courants du filtre actif (i_{fd}, i_{fq})

Pour contrôler les courants du filtre actif (i_{fd}, i_{fq}), nous appliquons un contrôleur par mode glissant du second ordre (Super-Twisting). Le vecteur d'erreur est exprimé comme l'équation (IV.76):

$$\begin{cases} e_d = x_d^* - x_d = i_{fd}^* - i_{fd} \\ e_q = x_q^* - x_q = i_{fq}^* - i_{fq} \end{cases} \quad (IV.76)$$

Cette erreur est considérée comme la surface de glissement du contrôle par mode glissant [84], avec V étant la fonction de Lyapunov.

La surface de mode glissant ($S_{i_{fd}}, S_{i_{fq}}$) est donnée par l'équation (IV.77) :

$$\begin{cases} S_d = S(i_{fd}) = e_d \\ S_q = S(i_{fq}) = e_q \end{cases} \quad (IV.77)$$

La stabilité du contrôle proposé est assurée par l'approche de Lyapunov.

La fonction de Lyapunov est exprimée par l'équation (IV.78) [110]:

$$\begin{cases} V_d = \frac{1}{2} S_d^2 \\ V_q = \frac{1}{2} S_q^2 \end{cases} \quad (IV.78)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est donnée par l'équation (IV.79):

$$\begin{cases} \dot{V}_d = S_d \cdot \dot{S}_d \\ \dot{V}_q = S_q \cdot \dot{S}_q \end{cases} \quad (IV.79)$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par l'équation (IV.79):

$$\begin{cases} \dot{S}_d = i_{fd}^* - i_{fd} \\ \dot{S}_q = i_{fq}^* - i_{fq} \end{cases} \quad (\text{IV.80})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée des courants du filtre (i_{fd}, i_{fq})

$$\begin{cases} \dot{S}_d = i_{fd}^* - \frac{V_{fd}}{L_f} + \frac{V_{sd}}{L_f} + \omega i_{fq} + \frac{R_f}{L_f} i_{fd} \\ \dot{S}_q = i_{fq}^* - \frac{V_{fq}}{L_f} + \frac{V_{sq}}{L_f} - \omega i_{fd} + \frac{R_f}{L_f} i_{fq} \end{cases} \quad (\text{IV.81})$$

Supposons un mouvement de glissement idéal. Cela peut être exprimé comme l'équation (IV.82) :

$$\begin{cases} S_d = 0, \dot{S}_d = 0 \\ S_q = 0, \dot{S}_q = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.82})$$

Nous pouvons écrire la première dérivée de la surface de glissement sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}_d = G_d + \frac{R_f}{L_f} i_{fd} \\ \dot{S}_q = G_q + \frac{R_f}{L_f} i_{fq} \end{cases} \quad (\text{IV.83})$$

Ou

$$\begin{cases} G_d = i_{fd}^* - \frac{V_{fd}}{L_f} + \frac{V_{sd}}{L_f} + \omega i_{fq} \\ G_q = i_{fq}^* - \frac{V_{fq}}{L_f} + \frac{V_{sq}}{L_f} - \omega i_{fd} \end{cases} \quad (\text{IV.84})$$

.La deuxième dérivée de la surface de glissement est donnée par l'équation (IV.85):

$$\begin{cases} \ddot{S}_d = \dot{G}_d + \frac{R_f}{L_f} \dot{i}_{fd} \\ \ddot{S}_q = \dot{G}_q + \frac{R_f}{L_f} \dot{i}_{fq} \end{cases} \quad (\text{IV.85})$$

Définissons l'inégalité suivante :

$$\begin{cases} |\dot{G}_d| \leq C_{dq} \\ |\dot{G}_q| \leq C_{dq} \\ 0 < K_m \leq \frac{R_f}{L_f} \leq K_M \end{cases} \quad (\text{IV.85})$$

Si le critère de stabilité du contrôle par mode glissant est appliqué [111], [112], [113], le contrôle des courants du filtre (i_{fd}, i_{fq}) est donné comme le montre l'équation (IV.88)

$$\begin{cases} u_d = u_{1d} + \beta |S_d|^\rho \text{sign}(S_d) \\ \dot{u}_{1d} = \alpha \cdot \text{sign}(S_d) \\ u_q = u_{1q} + \beta |S_q|^\rho \text{sign}(S_q) \\ \dot{u}_{1q} = \alpha \cdot \text{sign}(S_q) \end{cases} \quad (\text{IV.88})$$

Où $\alpha > \frac{C_{dq}}{K_m}$, $\beta^2 \geq \frac{4C_{dq} K_M(\alpha + C_{dq})}{K_m^2 K_m(\alpha - C_{dq})}$ and $0 \leq \rho \leq 1$.

Les signaux de commande (u_{fd}, u_{fq}) , issus de l'algorithme ST sont utilisés pour générer les signaux de commutation pour l'onduleur multicellulaire à condensateurs flottants triphasé. Ceci peut être réalisé en utilisant des techniques de modulation de largeur d'impulsion à décalage de phase (PS-PWM) [3].

La Figure IV.13 illustre le schéma fonctionnel proposé du contrôleur ST-SMC conçu pour la régulation des courants du filtre actif

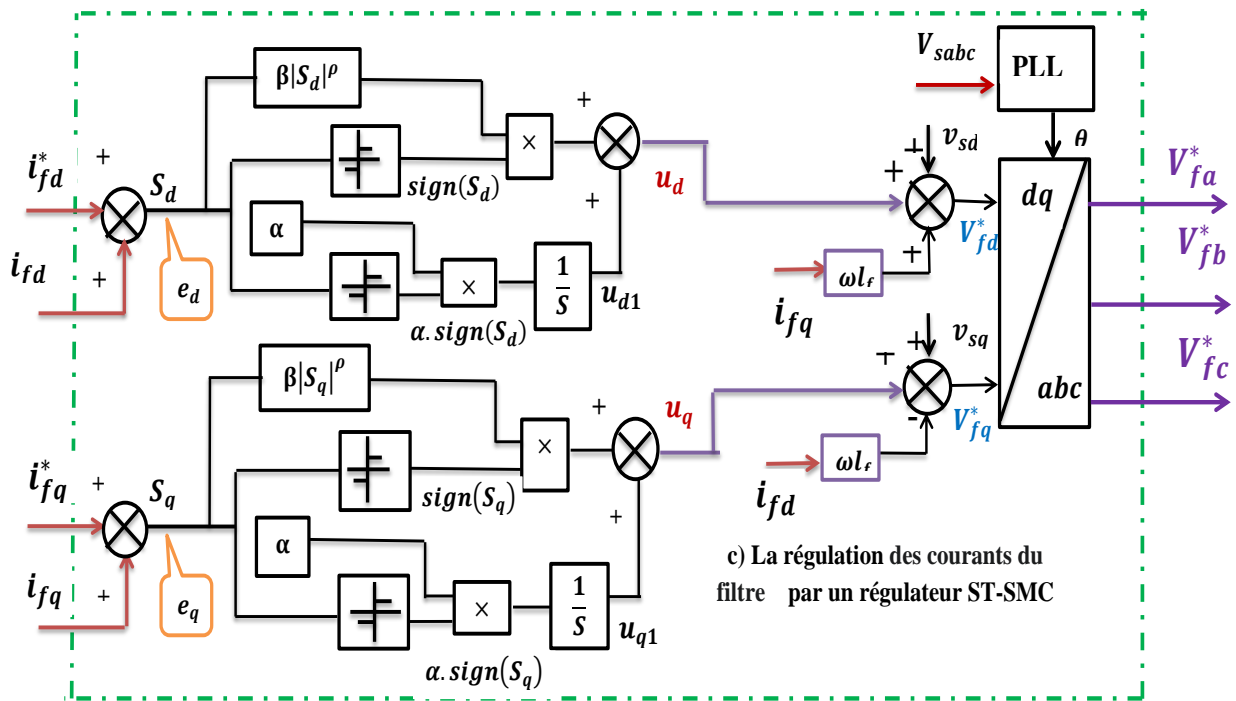


Figure IV.13: Schéma du contrôleur ST-SMC conçu pour des courants du filtre actif

IV.3.2.2. Commande des tensions des condensateurs flottants par un ST-SMC

Dans cette sous-section, l'objectif est de présenter la stratégie de commande et d'équilibrage des tensions des condensateurs flottants dans le cadre du filtre actif parallèle à base de convertisseur multicellulaire à condensateurs flottants (FCMLI).

Le maintien d'un équilibre précis entre ces tensions est essentiel pour éviter les surtensions, réduire les déséquilibres dynamiques et garantir la performance globale du système.

Pour ce faire, la commande Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC) est associée à la technique de modulation de largeur d'impulsion décalée en phase (Phase-Shifted PWM, PS-PWM), permettant de combiner robustesse, rapidité de réponse, et équilibrage dynamique efficace des tensions des condensateurs flottants.

L'utilisation de la technique PS-PWM dans le filtre actif parallèle basé sur l'onduleur multicellulaire permet non seulement de contrôler efficacement les courants harmoniques, mais aussi de préserver l'équilibre des tensions des condensateurs flottants, garantissant une meilleure fiabilité et robustesse du système.

Dans cette étude, une stratégie d'équilibrage dynamique a été mise en œuvre en utilisant la modulation de largeur d'impulsion décalée en phase (PS-PWM) appliquée au convertisseur multicellulaire du filtre actif parallèle

Le cas étudié correspond à un onduleur à trois cellules ($p = 3$), équivalent à une structure à quatre niveaux.

La loi de commande permet de maintenir les tensions des condensateurs flottants à leurs valeurs de référence ($V_{Cj1}^* = \frac{V_{dc}}{3}$) et ($V_{Cj2}^* = \frac{2V_{dc}}{3}$), assurant ainsi un équilibrage automatique entre les différentes cellules.

En référence à la figure IV.14, la tension aux bornes du condensateur est associée au courant du filtre et est influencée par la commande des commutateurs. Le courant traversant le condensateur peut être représenté par l'équation (IV.83).

$$\begin{cases} i_{Cj1} = (s_{j2} - s_{j1})i_{fj} \\ i_{Cj2} = (s_{j3} - s_{j2})i_{fj} \end{cases} \quad (IV.83)$$

Les courants dans le condensateur volant $C_{jk} = C$ peuvent être exprimés par l'équation

$$\begin{cases} i_{Cj1} = \frac{1}{C} \frac{dV_{Cj1}}{dt} \\ i_{Cj2} = \frac{1}{C} \frac{dV_{Cj2}}{dt} \end{cases} \quad (IV.84)$$

D'après les équations (IV.83) et (IV.84), nous pouvons extraire :

$$\begin{cases} \frac{dV_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{C} (s_{j2} - s_{j1})i_{fj} \\ \frac{dV_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{C} (s_{j3} - s_{j2})i_{fj} \end{cases} \quad (IV.85)$$

Il existe deux valeurs pour les fonctions de commande des interrupteurs : $s_{jk} = \{0,1\}$, où "1" et "0" indiquent respectivement que l'interrupteur est fermé (ON) et ouvert (OFF). Les paires d'interrupteurs, $s_{j1}, \overline{s_{j1}}$, $s_{j2}, \overline{s_{j2}}$ et $s_{j3}, \overline{s_{j3}}$ dans chaque phase fonctionnent de manière complémentaire

La tension de phase par rapport à la terre V_{Mj} et les courants traversant les condensateurs flottants (i_{Cj1}, i_{Cj2}) peuvent être exprimés à l'aide des lois de Kirchhoff.

$$V_{Mj} = (s_{j1} - s_{j2})V_{Cj1} + (s_{j2} - s_{j3})V_{Cj2} + s_{j3} \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (IV.86)$$

D'après les équations précédentes, nous déduisons que le courant traversant un condensateur est régi par les signaux de contrôle liés à deux interrupteurs consécutifs dans une période de commutation. La représentation de la moyenne locale du courant du condensateur dans l'équation (IV.83) peut être exprimée comme :

$$\begin{cases} \bar{i}_{Cj1} = (d_{j2} - d_{j1})\bar{i}_{fj} \\ \bar{i}_{Cj2} = (d_{j3} - d_{j2})\bar{i}_{fj} \end{cases} \quad (\text{IV.87})$$

Où \bar{i}_{Cj1} et \bar{i}_{Cj2} représentent les courants moyens locaux des condensateurs, et d_{j3} , d_{j2} et d_{j1} sont les rapports cycliques (duty cycles) des interrupteurs s_{j3} , s_{j2} et s_{j1} respectivement.

Les rapports cycliques des interrupteurs représentent les fractions de temps durant lesquelles chaque interrupteur est en conduction,

Dans le cas particulier où le courant du filtre ($i_{fj} > 0$), et conformément à l'équation (6), l'augmentation du rapport cyclique (d_{jk}) entraîne une augmentation du courant moyen local traversant le condensateur, tandis que ce courant diminue si (d_{jk}) est réduit

Si la tension $V_{C_{jk}}$ aux bornes des condensateurs flottants dépasse sa valeur de référence, un courant négatif doit être fourni à ce condensateur. Par conséquent, le rapport cyclique d_{jk} doit être augmenté, tandis que $d_{j,k+1}$ doit être diminué. Inversement, si le courant du filtre actif est négatif ($i_{fj} < 0$), les rapports cycliques doivent être ajustés dans la direction opposée afin de contribuer à l'équilibrage de la tension aux bornes des condensateurs flottants.

La dynamique d'équilibrage des tensions des condensateurs flottants ($V_{C_{j1}}, V_{C_{j2}}$) est basée sur l'ensemble des équations séquentielles suivantes

$$\begin{cases} \bar{i}_{Cj1} = C \frac{d\bar{v}_{Cj1}}{dt} \\ \bar{i}_{Cj2} = C \frac{d\bar{v}_{Cj2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.88})$$

$$\begin{cases} \frac{d\bar{v}_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_{Cj1} \\ \frac{d\bar{v}_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{C} \bar{i}_{Cj2} \end{cases} \quad (\text{IV.89})$$

De (IV.88) et (IV.89), nous pouvons obtenir :

$$\begin{cases} \frac{d\bar{v}_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{C} (d_{j2} - d_{j1})\bar{i}_{fj} \\ \frac{d\bar{v}_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{C} (d_{j3} - d_{j2})\bar{i}_{fj} \end{cases} \quad (\text{IV.90})$$

Ou

$$\begin{cases} d_{j1} = d_{mj} + \Delta d_{j1} \\ d_{j2} = d_{mj} + \Delta d_{j2} \\ d_{j3} = d_{mj} + \Delta d_{j3} \end{cases} \quad (\text{IV.91})$$

Ici, d_{mj} représente le rapport cycliques (duty cycles of the switches) initial des interrupteurs, variant dans l'intervalle $[0, 1]$. Il est proportionnel au signal de référence de la tension des condensateurs volants V_{fj}^* et peut être exprimé comme suit :

$$d_{mj} = V_{fj}^* \quad (\text{IV.92})$$

En utilisant (IV.91) dans (IV.90), nous obtenons ce qui suit :

$$\begin{cases} \frac{\Delta \bar{V}_{Cj1}}{dt} = \frac{1}{c} \text{sign}(i_{fj}) (\Delta d_{j1} - \Delta d_{j2}) k_p \\ \frac{\Delta \bar{V}_{Cj2}}{dt} = \frac{1}{c} \text{sign}(i_{fj}) (\Delta d_{j2} - \Delta d_{j3}) k_p \end{cases} \quad (\text{IV.93})$$

k_p est le gain de contrôle proportionnel.

$\text{sign}(i_{fj})$ est le signe du courant de filtre, qui est égal à 1 et -1 lorsque i_{fj} est positif et négatif, respectivement.

Nous exprimons les rapports cycliques par le contrôleur proportionnel :

$$\begin{cases} \Delta d_{j1} = \text{sign}(i_{fj}) (e_{j0} - e_{j1}) k_p \\ \Delta d_{j2} = \text{sign}(i_{fj}) (e_{j1} - e_{j2}) k_p \\ \Delta d_{j3} = \text{sign}(i_{fj}) (e_{j2} - e_{j3}) k_p \end{cases} \quad (\text{IV.94})$$

Où : e_{j0} , e_{j1} , e_{j2} et e_{j3} sont les erreurs dans les tensions des condensateurs de convertisseur multicellulaire

$$e_{jk} = \Delta V_{Cjk} = V_{Cjk}^* - V_{Cjk}, k = 1, 2$$

Nous trouvons

$$\begin{cases} \Delta d_{j1} = \text{sign}(i_{fj}) (-e_{j1}) k_p \\ \Delta d_{j2} = \text{sign}(i_{fj}) (e_{j1} - e_{j2}) k_p \\ \Delta d_{j3} = \text{sign}(i_{fj}) (e_{j2}) k_p \end{cases} \quad (\text{IV.95})$$

Remplacement les équations (IV.95) et (IV.92) dans (IV.91),

$$\begin{cases} d_{j1} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj}) e_{j1} k_p \\ d_{j2} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj}) (e_{j1} - e_{j2}) k_p \\ d_{j3} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj}) e_{j2} k_p \end{cases} \quad (\text{IV.96})$$

Remplacement de e_{j0} , e_{j1} , e_{j2} dans les équations (IV.96) :

$$\begin{cases} d_{j1} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj}) \left(-(V_{Cj1}^* - V_{Cj1}) \right) k_p \\ d_{j2} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj}) \left((V_{Cj1}^* - V_{Cj1}) - (V_{Cj2}^* - V_{Cj2}) \right) k_p \\ d_{j3} = V_{fj}^* + \text{sign}(i_{fj}) (V_{Cj2}^* - V_{Cj2}) k_p \end{cases} \quad (\text{IV.97})$$

L'équation (IV.97) définit la dynamique d'équilibre du contrôle de tension proposé et peut être utilisée pour ajuster le paramètre de gain du contrôleur (k_p) afin d'atteindre une performance satisfaisante du convertisseur.

Les équations de remplacement (IV.94) dans (IV.93),

$$\begin{cases} \frac{\Delta \bar{V}_{Cj1}}{\Delta t} = \frac{1}{c} |\bar{i}_{fj}| (2e_{j1} - e_{j2}) k_p \\ \frac{\Delta \bar{V}_{Cj2}}{\Delta t} = \frac{1}{c} |\bar{i}_{fj}| (2e_{j2} - e_{j1}) k_p \end{cases} \quad (\text{IV.98})$$

L'équation (IV.98) donne la dynamique de réajustement proposée du contrôle de la tension du condensateur volant et qui est utilisée pour ajuster le paramètre de gain du contrôleur (k_p) afin d'atteindre des performances satisfaisantes pour l'onduleur multicellulaire.

Afin de réduire dans un temps spécifique Δt , nous exprimons ce temps avec la relation $\Delta t = K/f$. Où K désigne un multiple entier de périodes fondamentales, et f représente la fréquence fondamentale. De l'équation (IV.98), nous extrayons

$$k_p = \frac{f C_{jk}}{2K |\bar{i}_{fj}|} \quad (\text{IV.99})$$

La valeur moyenne de $|\bar{i}_{fj}|$, calculée sur une période fondamentale, est donnée par :

$$|\bar{i}_{fj}|_{avg} = \frac{2\sqrt{2} I_{fj rms}}{\pi} \quad (\text{IV.100})$$

$I_{fj rms}$ est la valeur RMS du courant du filtre, nous pouvons remplacer $|\bar{i}_{fj}|$ dans (IV.99) par $|\bar{i}_{fj}|_{avg}$. L'équation (IV.23) devient :

$$k_p = \frac{\pi f C_{jk}}{4\sqrt{2} K I_{fj rms}} \quad (\text{IV.101})$$

L'équation (IV.101) fournit une approximation du paramètre K nécessaire pour atteindre l'équilibre dans les tensions des condensateurs volants. La détermination du nombre de périodes peut être faite de manière arbitraire, et dans les applications pratiques, elle n'est pas strictement limitée aux nombres entiers. Il est important d'observer qu'une valeur plus faible pour K améliore la dynamique de l'équilibrage de la tension. Typiquement, le paramètre K est idéalement réglé à un [3], [10], [50], [70]

Selon cette étude, la méthode d'équilibrage de la tension est alors développée, comme présenté dans la figure IV.16, Les signaux de commande s_{jk} des commutateurs de cellules sont formés par comparaison mathématique entre les signaux de référence d_{jk} et les signaux triangulaires P_{jk} définis par l'équation (IV.102) comme suit

$$P_{jk} = \frac{2}{\pi} \left[a \sin \left(\sin(2\pi f_a t) - \varphi_{jk} - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (\text{IV.102})$$

L'angle φ_{jk} est le même pour tous les signaux P_{jk} et est donné par:

$$\varphi_{jk} = (k - 1) \frac{2\pi}{p} \quad (\text{IV.103})$$

Le signal de commande s_{jk} est déterminé comme suit [3], [10], [50], [70]:

$$s_{jk} = \begin{cases} 1 & d_{jk} \geq P_{jk} \\ 0 & d_{jk} < P_{jk} \end{cases}$$

$$s_{jk} = \begin{cases} 1 & d_{jk} \geq P_{jk} \\ 0 & d_{jk} < P_{jk} \end{cases}$$

La figure IV.14 illustre comment, les trois porteuses P_{jk} sont comparées aux rapports cycliques des commutateurs d_{jk} , pour générer des impulsions de commande des interrupteurs complémentaires S_{jk} et \bar{S}_{jk}

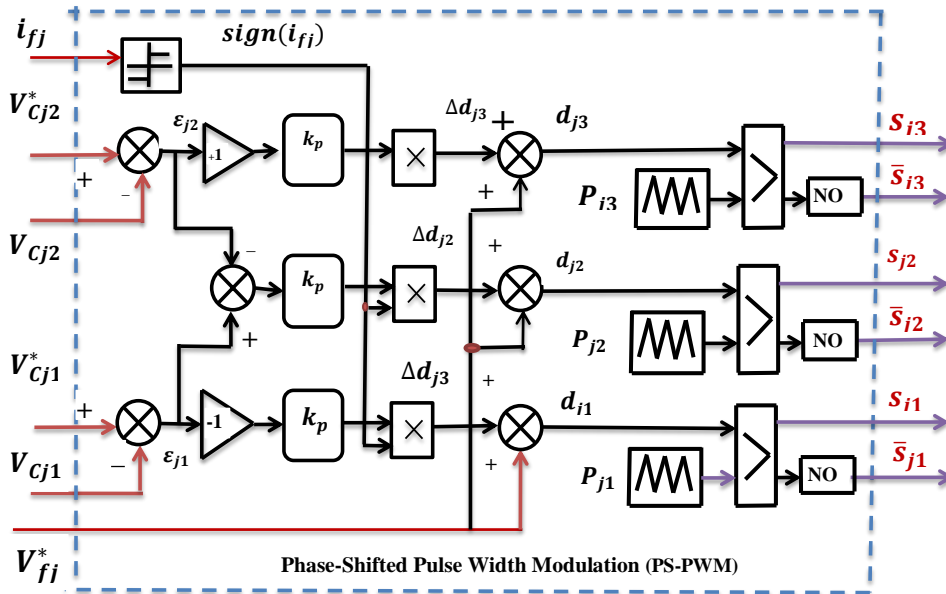


Figure IV.14: Schéma de commande d'équilibrage des tensions d'un onduleur multicellulaire à quatre niveaux par PS-PWM

IV.3.3. Résultats de Simulation à l'aide d'un contrôleur ST-SMC

Le logiciel Sim Power Systems de MATLAB est utilisé pour implémenter le filtre actif parallèle triphasé basé sur un onduleur multicellulaire à condensateurs flottantes triphasé, les composants, paramètres et conditions considérés pour la simulation sont listés dans le Tableau III.1 et le Tableau IV.4.

Élément	Paramètre	Valeur
PWM	Fréquence de découpage f_d	10 kHz
	Courant RMS du filtre $I_{fj\text{rms}}$	49,5 A
	Multiplicateur de période fondamentale K	10
ST-SMC	ains β_v, α_v, ρ	20, 20, 0,5
	gains β, α, ρ	500, 500, 0,5
	Tensions de référence $V_{dc}^*, V_{Cj2}^*, V_{Cj1}^*$	800 V, 533,33 V, 266,66 V

Tableau IV.4 : Paramètres du système pour les spécifications de commande par ST-SMC

IV.3.3.1. Performances globales du contrôleur ST-SMC

A. Qualité du courant de la source

Les tests de simulation ont été réalisés pour une charge non linéaire équilibrée, un changement de charge est provoqué à $t = 0,6$ s. Dans la Figure IV.15, les formes d'onde de tension et de courant ont été obtenues en utilisant le ST-SMC.

De haut en bas, nous avons la tension triphasée, le courant de charge (phase a), le courant du filtre actif avec sa référence (phase a, dans le système de référence), et enfin la tension et le courant en phase a. Il convient de noter que le courant du filtre actif suit correctement sa référence avant et après le changement de charge. En conséquence, une forme d'onde sinusoïdale pour le courant de source est obtenue.

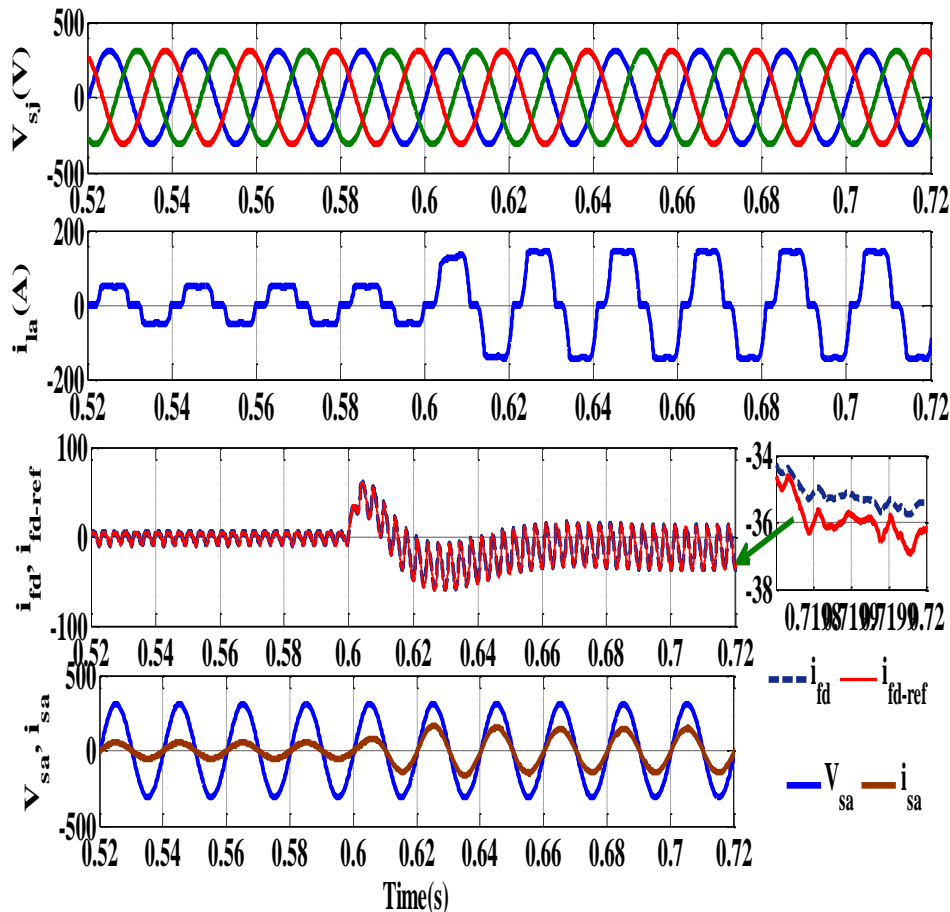


Figure IV.15 : Performances du système contrôlé par ST-SMC

La Figure IV.16 montre qu'après l'insertion filtre actif basé sur le convertisseur multicellulaire, les valeurs de THD pour le courant de source avec la méthode de commande ST-SMC sont bien en dessous des limites établies par les normes IEEE-519 et CEI 61000. De plus, les courants de source sont en phase avec les tensions correspondantes.

Le filtre actif basé sur le convertisseur multicellulaire compense efficacement les harmoniques et les besoins en puissance réactive de la charge non linéaire.

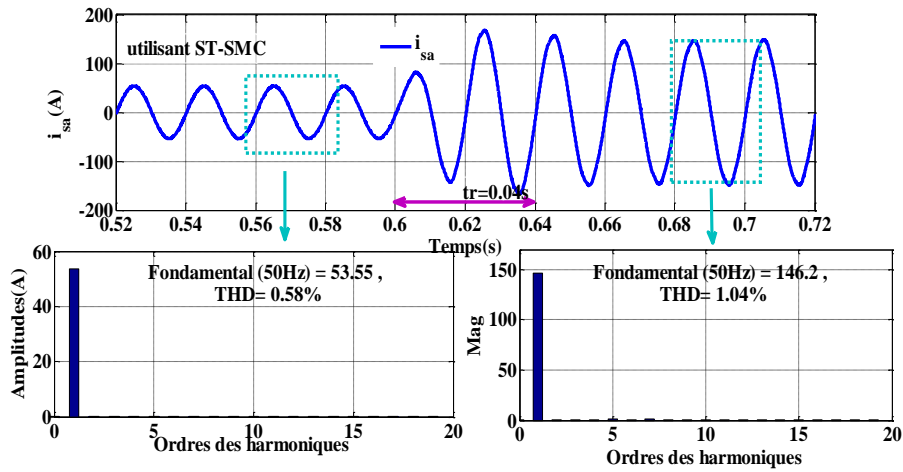


Figure IV.16: Courant de source avec THDs utilisant ST-SMC

B. Régulation des tensions du bus continu et des condensateurs flottants

La figure IV.17 montre que la tension (V_{dc}) suit rapidement sa référence grâce à la commande ST-SMC, avec un temps de réponse de 0,12 s et un dépassement maximal de 5 V. Les ondulations résiduelles sont très faibles (≈ 1 V) et l'erreur converge rapidement vers zéro, restant en régime permanent autour de 2,5 à 3,5 V, démontrant une régulation précise et stable.

Ces résultats démontrent la robustesse, la rapidité de réponse et la haute précision de la commande ST-SMC pour la régulation de la tension du bus continu, même en présence de perturbations. La faible ondulation et la petite erreur en régime permanent confirment la capacité de cette méthode à maintenir la tension V_{dc} très proche de sa valeur de consigne.

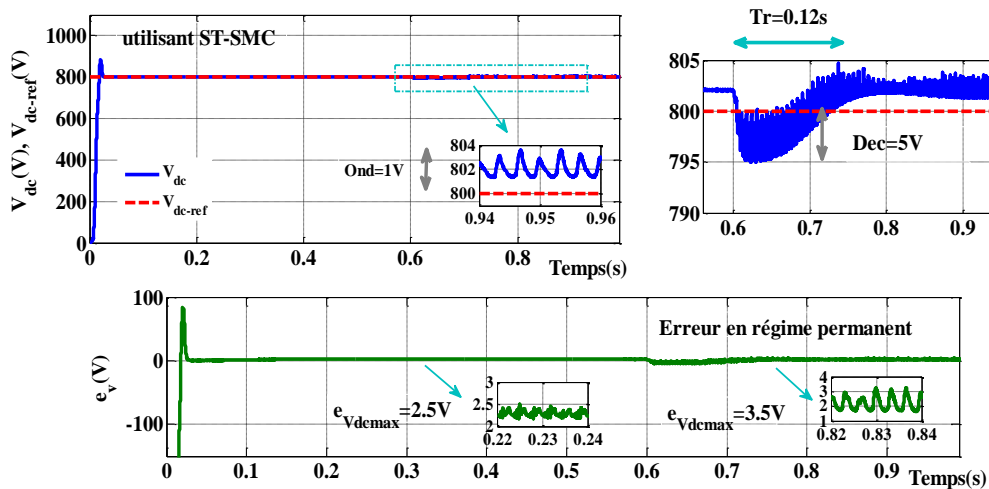


Figure IV.17: Évolution de la tension du bus continu V_{dc} avec la commande ST-SMC

La Figure IV.18 illustre la tension mesurée V_{Cj2} et sa tension de référence V_{Cj2}^* , on observe que V_{Cj2} suit très précisément sa référence après un court régime transitoire initial. ($t = 0.12s$), la réponse du système à une perturbation. Le contrôleur ST-SMC assure un temps de réponse très rapide d'environ 0.03 secondes, avec un dépassement (Dec) de 4V. Les ondulations résiduelles en régime permanent (Ond=4V), sont maintenues à un niveau faible, indiquant une bonne qualité de régulation.

Après la phase transitoire initiale, l'erreur converge rapidement vers une valeur proche de zéro. Cette erreur confirme la précision du contrôle, avec des erreurs maximales ($e_{Cj2-max}$) atteignant environ 2.5V et 3.5V en régime permanent. Ces faibles valeurs d'erreur et la rapidité de convergence témoignent de l'efficacité de la commande ST-SMC pour maintenir l'équilibre des tensions des condensateurs flottants.

Ces résultats mettent en évidence l'excellente capacité de la commande ST-SMC à réguler et équilibrer les tensions des condensateurs flottants, un défi majeur dans les onduleurs multicellulaires. La rapidité de réponse, la faible ondulation et la précision de l'erreur en régime permanent confirment l'efficacité de cette méthode pour garantir un fonctionnement stable et fiable du filtre actif basé sur l'onduleur multicellulaire.

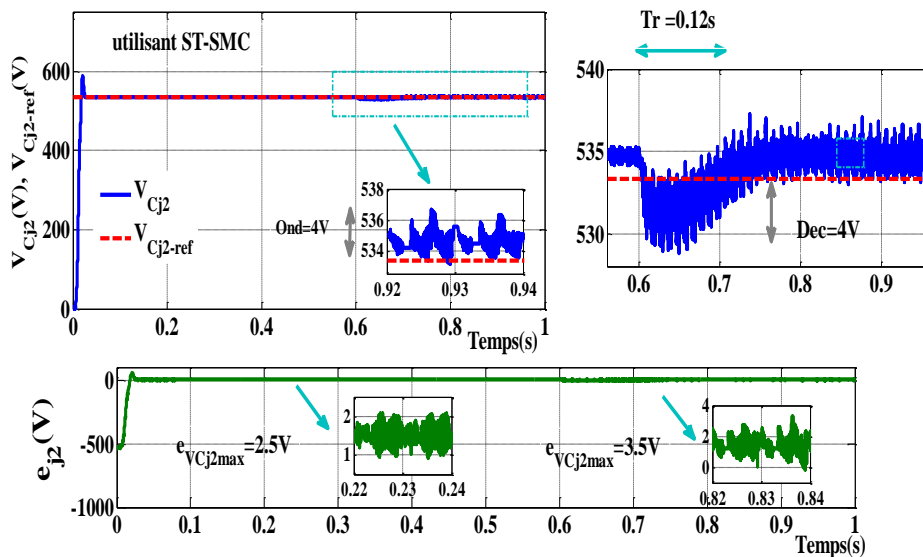


Figure IV.18: Évolution de la tension flottante V_{Cj2} avec la commande ST-SMC

La figure IV.19 montre l'évolution de la tension mesurée V_{Cj1} par rapport à sa tension de référence ($V_{Cj2} = 266.66V$). On observe que V_{Cj1} suit très rapidement sa référence après une courte phase transitoire initiale. Après la perturbation La commande ST-SMC réagit de manière extrêmement rapide, ramenant la tension vers sa référence avec un temps de réponse remarquablement court d'environ 0.12 secondes et un dépassement (Dec) de seulement 2V.

Les ondulations résiduelles en régime permanent, sont très faibles, maintenues à un niveau minimal. Après le transitoire initial, l'erreur converge très rapidement vers zéro,

confirment la grande précision de la commande ST-SMC, avec des erreurs maximales $e_{VCj1max}$ d'environ 1.4V et 2V en régime permanent, oscillant autour de zéro.

Ces résultats démontrent l'efficacité exceptionnelle de la commande ST-SMC pour la régulation et l'équilibrage des tensions des condensateurs flottants, un aspect critique pour le bon fonctionnement des onduleurs multicellulaires. La rapidité de réponse (0.12s), les faibles dépassements, les ondulations minimales et la précision des erreurs en régime permanent confirment la robustesse et la performance supérieure de cette méthode pour maintenir la stabilité des tensions dans des conditions dynamiques

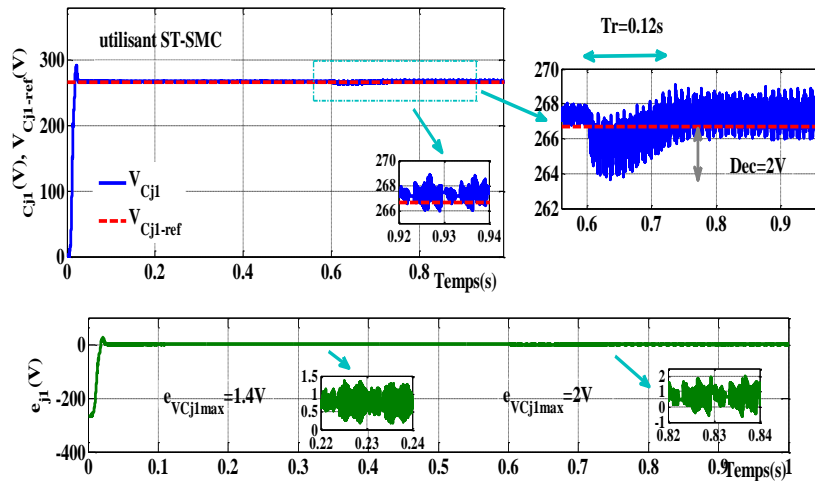


Figure IV.19: Évolution de la tension flottante V_{Cj1} avec la commande ST-SMC

IV.3.3.2. Évaluation des performances de ST-SMC

a. Analyse de la qualité du courant de la source

La commande ST-SMC réduit fortement le THD du courant source à moins de 1 %, produisant une forme d'onde quasi sinusoïdale conforme aux normes IEEE-519. Elle compense efficacement les courants harmoniques des charges non linéaires, maintient la stabilité du système face aux perturbations et variations de charge, et permet un facteur de puissance proche de l'unité, optimisant le transfert d'énergie et réduisant les pertes.

b. Analyse du comportement dynamique des tensions

La commande ST-SMC assure une régulation très rapide et robuste : les tensions du bus continu et des condensateurs flottants retrouvent rapidement leurs consignes après perturbation (0,03 à 0,12 s) avec des dépassements faibles (< 5 V). En régime permanent, les ondulations restent limitées (1 à 4 V) et l'erreur de suivi oscille autour de zéro, montrant une excellente stabilité, précision et capacité de réjection des perturbations.

Ainsi, l'ensemble de ces résultats met en évidence que la commande ST-SMC assure un comportement dynamique optimal :

- une convergence rapide vers la valeur de consigne ;
- une faible sensibilité aux variations de charge et aux perturbations externes ;
- et une stabilité robuste du système dans toutes les conditions d'exploitation.

IV.4. Analyse Comparative

Cette section présente une analyse comparative approfondie des différentes stratégies de commande appliquées au filtre actif parallèle à base d'onduleur multicellulaire.

Trois méthodes de commande

L'objectif est de mettre en évidence les performances respectives de ces stratégies en termes de qualité du courant source, de régulation des tensions continues et flottantes, ainsi que de robustesse face aux perturbations dynamiques du réseau.

IV.4.1. Comparaison des courants de la source

En comparaison avec les contrôleurs PI et Backstepping, le ST-SMC se distingue par :

- une réactivité dynamique plus rapide lors des variations de charge,
- une meilleure atténuation des oscillations transitoires,
- et une robustesse accrue vis-à-vis des incertitudes du modèle et des perturbations de tension.

Ces performances confirment que la commande ST-SMC, combinée à la technique Phase-Shifted PWM (PS-PWM), constitue une solution optimale pour garantir une qualité d'énergie supérieure, une stabilité renforcée et un équilibrage efficace des tensions dans les filtres actifs parallèles à base de convertisseurs multicellulaires.

Le Tableau IV.5 présente la comparaison des performances des trois contrôleurs en termes de courant source et de taux de distorsion harmonique total (THD). Les résultats montrent que le contrôleur PI génère un courant présentant une distorsion harmonique relativement élevée (THD \approx 2,5 %), alors que les contrôleurs BC et ST-SMC parviennent à réduire le THD à moins de 1 %, garantissant ainsi une qualité de courant nettement supérieure.

La commande ST-SMC se distingue comme la méthode la plus performante, notamment après les variations de charge ($t > 0,6$ s), où elle maintient la forme sinusoïdale du courant de source avec une erreur minimale.

Source courant	$t < 0.6$			$t > 0.6$		
	PI	BC	ST-SMC	PI	BC	ST-SMC
THD (%)	2.57	0.65	0.58	2.39	1.02	1.04
RMS (A)	54.8	52.54	53.55	150.4	147.04	146.02

Tableau IV.5 : Comparaison entre les différentes techniques en termes de courant de la source

IV.4.2. Comparaison des tensions du bus continu et des tensions flottantes

Le Tableau 2 illustre la comparaison des performances des trois contrôleurs en termes de régulation des tensions du bus continu et des condensateurs flottants. Les résultats mettent en évidence la supériorité des commandes non linéaires (BC et ST-SMC) en matière de rapidité de réponse, de faible ondulation et de réduction des erreurs en régime permanent.

L'analyse comparative présentée dans le Tableau IV.6 met clairement en évidence la supériorité de la commande ST-SMC par rapport aux commandes PI et BC pour la régulation des tensions du bus continu et des condensateurs flottants.

En effet, la commande PI présente des dépassements élevés (jusqu'à 94 V pour V_{dc}), une ondulation importante et une erreur en régime permanent notable, traduisant une faible robustesse face aux perturbations et aux variations de charge.

La commande Backstepping (BC) améliore sensiblement la stabilité du système en réduisant le dépassement et le temps de réponse, mais elle demeure plus sensible aux incertitudes du modèle, avec des erreurs non négligeables sur les tensions des condensateurs flottants.

En revanche, la commande ST-SMC affiche des performances nettement supérieures :

- Dépassements très faibles (5 V pour V_{dc} , 4 V pour V_{Cj2} et 2 V pour V_{Cj1}) ;
- Ondulations limitées et erreur quasi nulle en régime permanent ;
- Temps de réponse transitoire rapide (0.12 s).

Ces résultats démontrent la robustesse, la rapidité et la haute précision de la stratégie ST-SMC, confirmant son efficacité pour assurer la régulation simultanée des tensions du bus continu et des condensateurs flottants dans un onduleur multicellulaire.

Paramètres	PI			BC			ST-SMC		
	V_{dc}	V_{Cj2}	V_{Cj1}	V_{dc}	V_{Cj2}	V_{Cj1}	V_{dc}	V_{Cj2}	V_{Cj1}
Dépassement négatif (V)	94	62	30	5	14	7	5	4	2
Ondulation de la tension (V)	8	6	1	0.5	4	1	4	4	2
Erreur en régime permanent (V)	5	4	2	0.5	3.8	2	2.5	3.5	2
Temps d'établissement	0.32s			0.15s			0.12s		

Tableau IV.6: Comparaison entre les contrôleurs en termes de tensions du bus continu et des tensions flottantes

IV.4.3. Synthèse des performances globales

Afin de regrouper et d'évaluer de manière globale les performances des trois stratégies, le Tableau IV.7 présente une synthèse comparative prenant en compte plusieurs critères : rapidité, précision, stabilité et complexité de mise en œuvre.

Critères de performance	PI	Backstepping	ST-SMC
Rapidité de réponse	Faible (0.32 s)	Bonne (0.15 s)	Excellente (0.12 s)
Précision en régime permanent	Moyenne	Bonne	Très élevée
Réduction du THD	Faible ($\approx 2.5\%$)	Très bonne ($< 1\%$)	Excellente ($< 1\%$)
Stabilité dynamique	Modérée	Bonne	Très robuste
Robustesse aux perturbations	Faible	Bonne	Très élevée
Complexité de mise en œuvre	Simple	Moyenne	Élevée

Tableau IV.7: Synthèse des performances globales des contrôleurs

L'analyse du Tableau IV.7 confirme que la commande ST-SMC offre les meilleures performances globales parmi les trois stratégies étudiées. Elle présente :

- une réactivité exceptionnelle (temps de réponse de 0.12 s) ;
- une faible ondulation et un THD minimal ;
- une forte robustesse face aux perturbations et aux non-linéarités du système.

La commande Backstepping (BC) montre également de très bonnes performances, notamment en matière de stabilité et de précision. Cependant, elle reste légèrement moins rapide et robuste que la ST-SMC dans les scénarios de perturbation sévère.

Quant au régulateur PI, bien qu'il soit simple à implémenter, ses performances se révèlent insuffisantes pour les exigences actuelles des filtres actifs multicellulaires, notamment en présence de charges non linéaires et de fluctuations dynamiques.

Ces résultats démontrent clairement la nécessité d'adopter des stratégies de commande non linéaires avancées telles que Backstepping et ST-SMC pour garantir la stabilité, la qualité de l'énergie, et la robustesse dans les applications de filtres actifs parallèles multicellulaires.

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre, deux stratégies de commande non linéaires avancées ont été développées et analysées pour la commande des filtres actifs parallèles à base d'onduleurs multicellulaires : la commande par Backstepping et la commande par Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC).

L'approche Backstepping a démontré sa capacité à assurer une régulation précise et stable des tensions du bus continu et des condensateurs flottants, tout en réduisant de manière significative le taux de distorsion harmonique (THD) du courant source. Sa conception hiérarchique, fondée sur la fonction de Lyapunov, garantit une stabilité globale du système même en présence de perturbations et de charges non linéaires.

De son côté, la commande ST-SMC a confirmé sa robustesse supérieure face aux incertitudes du modèle et aux perturbations externes, tout en offrant une réponse dynamique plus rapide et une réduction marquée du phénomène de chattering observé dans les modes glissants classiques. Les résultats de simulation ont mis en évidence une amélioration notable de la qualité du courant injecté et de la stabilité des grandeurs électriques du filtre.

Ce chapitre a présenté une analyse comparative approfondie des différentes stratégies de commande appliquées au filtre actif parallèle à base d'ondeur multicellulaire.

Les résultats obtenus confirment que Le régulateur PI reste simple mais peu performant face aux perturbations .Le contrôleur Backstepping améliore notablement la qualité du courant et la régulation des tensions .Le contrôleur ST-SMC offre la meilleure combinaison entre rapidité, stabilité et robustesse.

Ainsi, la commande Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC), associée à la technique de modulation PSPWM (Phase Shifted Pulse Width Modulation), se positionne comme la stratégie de commande la plus performante pour le filtre actif parallèle à base de convertisseur multicellulaire.

Cette combinaison assure une compensation harmonique optimale, un équilibrage efficace des tensions des condensateurs flottants du convertisseur, ainsi qu'une réduction significative du taux de distorsion harmonique (THD). Elle permet également d'obtenir une amélioration notable de la qualité de l'énergie injectée dans le réseau, tout en garantissant une stabilité dynamique élevée et une robustesse renforcée face aux perturbations externes et aux incertitudes du modèle.

Conclusion Générale

Ce travail a abordé l'enjeu crucial de la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux modernes. Ces derniers sont constamment perturbés par la prolifération des charges non linéaires, lesquelles sont de grandes génératrices d'harmoniques. Nous avons mis en évidence les multiples effets néfastes de ces distorsions, allant de la dégradation de l'efficacité énergétique au vieillissement prématuré des équipements. Pour y remédier, les filtres actifs parallèles à base d'onduleur Multicellulaire se sont imposés comme une solution prometteuse, capable de compenser dynamiquement ces perturbations.

Notre étude a initialement exploré la performance d'une commande basée sur des régulateurs Proportionnel-Intégral (PI) pour le filtre actif parallèle basé sur le convertisseur multicellulaire. Les résultats ont démontré une capacité effective à réduire le Taux de Distorsion Harmonique (THD) des courants de source et à maintenir un facteur de puissance proche de l'unité, des limites significatives ont été observées.

En effet, la robustesse du contrôleur PI s'est avérée modérée face aux perturbations transitoires, aux variations de charge et aux exigences de régulation précise des tensions du bus continu et des condensateurs flottants. Des chutes de tension importantes, des temps de réponse relativement lents et une ondulation persistante sur les tensions des condensateurs ont souligné la difficulté du PI à gérer les dynamiques rapides et les non-linéarités inhérentes à un système multicellulaire.

Face à ces limitations, la contribution majeure de cette thèse réside dans la conception et l'évaluation de stratégies de commande non linéaires avancées : le Backstepping et le Sliding Mode Control du Second Ordre (ST-SMC). Ces approches ont été synthétisées pour garantir un contrôle précis et robuste de la tension du bus continu, une compensation efficace des courants harmoniques, et un équilibrage dynamique des tensions des condensateurs flottants, un défi particulièrement complexe dans les onduleurs multicellulaires.

Les résultats de simulation obtenus avec le contrôleur Backstepping ont clairement démontré une amélioration substantielle des performances. Le THD du courant de source a été significativement réduit, atteignant des valeurs bien inférieures aux normes en vigueur, même sous des variations importantes de la tension du bus ou des charges. La réactivité du système a été considérablement améliorée, avec des temps de réponse très courts et des dépassements minimaux, attestant de la capacité du Backstepping à gérer efficacement les transitoires et les non-linéarités.

Dans la dernière partie de notre thèse, nous avons proposé l'application de la Commande par Modes Glissants (SMC) du Second Ordre (ST-SMC). Une comparaison approfondie a été établie entre les performances des contrôleurs PI, Backstepping et ST-SMC appliqués aux

filtres actifs parallèles à onduleur multicellulaire, afin d'identifier la stratégie la plus adaptée pour garantir une qualité d'énergie supérieure et une robustesse accrue du système.

Notre analyse quantitative et nos résultats de simulation ont confirmé la supériorité des commandes non linéaires (Backstepping et ST-SMC) par rapport au contrôleur PI conventionnel pour la régulation des tensions dans un système de filtre actif multicellulaire, particulièrement après des variations de charge importantes.

la commande Super-Twisting Sliding Mode Control (ST-SMC), associée à la technique de modulation PSPWM (Phase Shifted Pulse Width Modulation), se distingue comme le contrôleur le plus performant, offrant la meilleure combinaison de faibles dépassements, d'une grande précision en régime permanent et d'une réactivité exceptionnelle. Le Backstepping constitue également une amélioration substantielle par rapport au PI, offrant une bonne robustesse et une meilleure dynamique.

Le PI, quant à lui, malgré sa simplicité, se montre insuffisant pour les exigences de haute performance et de robustesse nécessaires dans les applications de FAP modernes soumises à des perturbations dynamiques.

Ces résultats soulignent l'importance de l'adoption de stratégies de contrôle avancées pour maximiser l'efficacité et la fiabilité des systèmes de qualité de l'énergie basés sur des architectures complexes comme les convertisseurs multicellulaires. En définitive, pour des performances de pointe en matière de compensation harmonique et de régulation de la tension du bus continu dans des environnements perturbés, le ST-SMC se révèle être une solution très prometteuse pour les filtres actifs parallèle basé sur les convertisseurs multicellulaires.

À l'exergue des travaux effectués dans la présente thèse, on peut dire que l'impact de ces recherches ouvre des perspectives significatives pour le développement de solutions plus fiables et plus performantes dans le domaine de la qualité de l'énergie, essentielles pour les futurs réseaux électriques intelligents. Ces perspectives pourraient inclure, par exemple :

- L'implémentation expérimentale des contrôleurs non linéaires développés sur une plateforme réelle du filtre actif parallèle basé sur le convertisseur multicellulaire pour valider les performances obtenues en simulation.
- L'intégration de fonctionnalités d'intelligence artificielle ou d'apprentissage automatique pour une adaptation encore plus fine et prédictive aux changements du réseau.
- L'étude de l'impact des filtres actifs parallèle basé sur les convertisseurs multicellulaires sur la stabilité globale des micro-réseaux ou des réseaux intelligents, notamment en présence de sources d'énergie renouvelables intermittentes.
- L'optimisation de la conception des onduleurs multicellulaires eux-mêmes, en considérant de nouveaux matériaux semi-conducteurs ou des topologies innovantes pour améliorer le rendement.

Bibliographie

- [1] M. J. Ghorbani and H. Mokhtari, "Impact of Harmonics on Power Quality and Losses in Power Distribution Systems," *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 5, no. 1, pp. 166–174, Feb. 2015. doi: 10.11591/ijece.v5i1.pp166-174.
- [2] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, et J. M. Guerrero, « Mitigation of Harmonics in Grid-Connected and Islanded Microgrids Via Virtual Admittances and Impedances », *IEEE Trans. Smart Grid*, p. 1-11, 2015, doi: 10.1109/TSG.2015.2497409.
- [3] **K. Hemici**, M. Oulhadj Mahmoudi, et A. Yahdou, « Super-twisting sliding mode control strategy applied to a three-phase shunt active filter based on flying capacitor multicellular inverter », *Arch. Electr. Eng.*, vol. 74 n° 3, p. 541–566, mai 2025, doi: 10.24425/aee.2025.153913.
- [4] . Ouchen, Contribution à la Commande Directe de Puissance Dédiée au Filtrage Actif Associé à une Source Photovoltaïque, Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie, 2017.
- [5] A. F. Hanna Nohra, M. Fadel, et H. Y. Kanaan, « A Comparative Study between a Conventional Two-Level and a Flying Capacitor Four-level VSI for Use in Four-Wire Shunt APF Applications », *RE&PQJ*, vol. 14, n° 1, janv. 2024, doi: 10.24084/repqj14.211.
- [6] M. T. Chau, « Adaptive Current Control Method for Hybrid Active Power Filter », *J. Electr. Eng.*, vol. 67, n° 5, p. 343-350, sept. 2016, doi: 10.1515/jee-2016-0049.
- [7] A. El-Hosainy, H. A. Hamed, Haitham. Z. Azazi, et E. E. El-Kholy, « A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications », in *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, Cairo: IEEE, déc. 2017, p. 1265-1275. doi: 10.1109/MEPCON.2017.8301344.
- [8] F. Defay, A.-M. Llor, et M. Fadel, « Direct Control Strategy for a Four-Level Three-Phase Flying-Capacitor Inverter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n° 7, p. 2240-2248, juill. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2039457.
- [9] K. Antoniewicz et K. Rafal, « Model predictive current control method for four-leg three-level converter operating as shunt active power filter and grid connected inverter », *Bull. Pol. Acad. Sci. Tech. Sci.*, vol. 65, n° 5, p. 601-607, oct. 2017, doi: 10.1515/bpasts-2017-0065.
- [10] A. M. Yusuf et M. Ghias, « On Performance Advances of Flying Capacitor Multilevel Converter Topologies ». Doctor of Philosophy. The University of New South Wales, Sydney, NSW, Australia, 2014
- [11] S. Torabi Jafrodi, M. Ghanbari, M. Mahmoudian, A. Najafi, E. M. G. Rodrigues, et E. Pouresmaeil, « A Novel Control Strategy to Active Power Filter with Load Voltage Support Considering Current Harmonic Compensation », *Appl. Sci.*, vol. 10, n° 5, p. 1664, mars 2020, doi: 10.3390/app10051664.
- [12] K. Chahine, "Machine Learning in Active Power Filters (APFs)," *Machine Learning for Sustainable Power Systems*, vol. 5, no. 4, 2024. doi.org/10.3390/2673-2688/5/4/119
- [13] A. Chaoui, « Filtrage Actif Triphase Pour Charges Non Lineaires ». Thèse de doctorat, Université de 'Université Ferhat Abbas de Sétif, Algérie, 2011

- [14] B. Rouabah, L. Rahmani, H. Toubakh, et E. Duviella, « Adaptive and Exact Linearization Control of Multicellular Power Converter Based on Shunt Active Power Filter », *J. Control Autom. Electr. Syst.*, vol. 30, n° 6, p. 1019-1029, déc. 2019, doi: 10.1007/s40313-019-00510-w.
- [15] J. Amini, « Flying capacitor multilevel inverter based shunt active power filter with trifling susceptibility to divisional voltages deregulation », in *2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, Rome, Italy: IEEE, mai 2011, p. 1-5. doi: 10.1109/EEEIC.2011.5874610.
- [16] K. Djerboub, T. Allaoui, G. Champenois, M. Denai, et C. Habib, « Particle Swarm Optimization Trained Artificial Neural Network to Control Shunt Active Power Filter Based on Multilevel Flying Capacitor Inverter », *Eur. J. Electr. Eng.*, vol. 22, n° 3, p. 199-207, juin 2020, doi: 10.18280/ejee.220301.
- [17] S. Othman, M. A. Alali, L. Sbita, J.-P. Barbot, et M. Ghanes, « Modeling and Control Design Based on Petri Nets Tool for a Serial Three-Phase Five-Level Multicellular Inverter Used as a Shunt Active Power Filter », *Energies*, vol. 14, n° 17, p. 5335, août 2021, doi: 10.3390/en14175335.
- [18] C. Taghzaoui *et al.*, « Advanced Control of Single-Phase Shunt Active Power Filter Based on Flying Capacitor Multicell Converter », *IFAC-Pap.*, vol. 55, n° 12, p. 55-60, 2022, doi: 10.1016/j.ifacol.2022.07.288.
- [19] L. Manai, D. Hakiri, et M. Besbes, « Performance Comparison Between Backstepping and P.I Regulators Methods For Four Level Flying Capacitor Inverter Based Active Power Filter Control », in *2020 4th International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC_ASET)*, Hammamet, Tunisia: IEEE, p. 400-405. déc. 2020, doi: 10.1109/IC_ASET49463.2020.9318314.
- [20] A. Bouhafs, B. Rouabah, M. R. Kafi, et L. Louazene, « Self-adaptive fault-tolerant control strategy of shunt active power filter based on multicellular converter », *Diagnostyka*, vol. 24, n° 4, p. 1-10, nov. 2023, doi: 10.29354/diag/175006.
- [21] M. S. Badra, S. Barkat, et M. Bouzidi, « Backstepping control of three-phase three-level four-leg shunt active power filter », *J. Fundam. Appl. Sci.*, vol. 9, n° 1, p. 274, févr. 2017, doi: 10.4314/jfas.v9i1.18.
- [22] M. Aourir *et al.*, « Nonlinear Control of Multicellular Single Stage Grid Connected Photovoltaic Systems with Shunt Active Power Filtering Capability », *IFAC-Pap.*, vol. 53, n° 2, p. 12853-12858, 2020, doi: 10.1016/j.ifacol.2020.12.2091.
- [23] A. Morsli, « Réduction de la pollution des réseaux électriques basses tensions fondée sur les compensateurs actifs : Théorie et réalisation », Thèse de doctorat , Ecole Nationale Polytechnique , Algérie, 2018
- [24] IEEE Power & Energy Society. *IEEE Standard 519-2022: IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems*. 2022. IEEE. doi.org/10.1109/IEEESTD.2022.9848440.
- [25] J. Schonek, Les singularités de l'harmonique 3, Cahier Technique n° 202, Schneider Electric, septembre 2000
- [26] T. Mahni, « Étude et Conception d'un Filtre Actif Parallèle Triphasé à Quatre Fils en vue de sa Commande par des Méthodes d'Intelligence Artificielle », Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie, 2017

- [27] Abdelkader Yousfi, Youcef Bot, Fayçal Mehedi, and Abdelkader Chaker, "Current model predictive control for three-phase active power filter using cascaded H-bridge multilevel converter," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (IJECS)*, vol. 21, no. 2, pp. 714-722, Feb. 2021. doi: 10.11591/ijeecs.v21.i2.pp714-722
- [28] *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
- [29] J. C. Das, *Power System Harmonics and Passive Filter Designs*, 1^{re} éd. Wiley, 2015. doi: 10.1002/9781118887059.
- [30] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, and P. Mehta, "Active Power Filters: A Review," *IEEE Proceedings – Electric Power Applications*, vol. 147, no. 5, pp. 403–413, Sept. 2020.: <https://doi.org/10.1109/PEA.2020.3034457>. DOI: [10.13140/RG.2.2.26158.00329](https://doi.org/10.13140/RG.2.2.26158.00329)
- [31] H. Akagi, « Active Harmonic Filters », *Proc. IEEE*, vol. 93, n° 12, p. 2128-2141, déc. 2005, doi: 10.1109/JPROC.2005.859603.
- [32] M.Popescu , A.Bitoleanu , C. V. Suru , M.Linca , and L. Alboteanu, « Shunt Active Power Filters in Three-Phase, Three-Wire Systems: A Topical Review»,. *Energies*, vol. 16 n° 3, 1107, 2023. doi.org/10.3390/en16031107
- [33] Z. Amrani, A. Beladel, A. Kouzou, J. Rodriguez, et M. Abdelrahem, « Four-Wire Three-Level NPC Shunt Active Power Filter Using Model Predictive Control Based on the Grid-Tied PV System for Power Quality Enhancement », *Energies*, vol. 17, n° 15, p. 3822, août 2024, doi: 10.3390/en17153822.
- [34] A. Hadi, E. Thjeel, et A. Nahar, « A Review of Control Technique Applied in Shunt Active Power Filter (SAPF) », *Eng. Technol. J.*, vol. 40, n° 8, p. 140-149, août 2022, doi: 10.30684/etj.v40i8.2116.
- [35] R. Costa-Castello, R. Grino, R. Cardoner Parpal, et E. Fossas, « High-Performance Control of a Single-Phase Shunt Active Filter », *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 17, n° 6, p. 1318-1329, nov. 2009, doi: 10.1109/TCST.2008.2007494.
- [36] C.-C. Chen et Y.-Y. Hsu, « A Novel Approach to the Design of a Shunt Active Filter for an Unbalanced Three-Phase Four-Wire System Under Nonsinusoidal Conditions », *IEEE Trans. POWER Deliv.*, Vol. 15, N° 4, 2000.
- [37] S. R. D. Naoussi, « Implantation De Reseaux Neuromimetiques Sur Cible Fpga - Application A L'integration D'un Systeme De Filtrage Actif ». Thèse de doctorat , Université de Strasbourg, 2011
- [38] L. Herman, K. Knez, et B. Blažič, « Design and Performance Evaluation of a Hybrid Active Power Filter Controller », *Energies*, vol. 17, n° 11, p. 2492, mai 2024, doi: 10.3390/en17112492.
- [39] G. Xue *et al.*, « A Novel Hybrid Active Power Filter with Multi-Coupled Coils », *Electronics*, vol. 10, n° 9, p. 998, avr. 2021, doi: 10.3390/electronics10090998.
- [40] M. H. Hac Le, K.-A. Nguyen, et V. H. Ngo, « Hybrid Active Power Filter Method In Frequency Domain For Quality Improvement In Variable Frequency Drive Applications », *J. Teknol.*, vol. 78, n° 5-7, mai 2016, doi: 10.11113/jt.v78.8721.
- [41] E. Sundaram et M. Venugopal, « On design and implementation of three phase three level shunt active power filter for harmonic reduction using synchronous reference frame theory », *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 81, p. 40-47, oct. 2016, doi: 10.1016/j.ijepes.2016.02.008.

- [42] J. Monroy-Morales, D. Campos-Gaona, M. Hernández-Ángeles, R. Peña-Alzola, et J. Guardado-Zavala, « An Active Power Filter Based on a Three-Level Inverter and 3D-SVPWM for Selective Harmonic and Reactive Compensation », *Energies*, vol. 10, n° 3, p. 297, mars 2017, doi: 10.3390/en10030297.
- [43] P. R. Chavan et B. Rajaram Patil, « Modified multilevel inverter based an active power filter using fuzzy controller for power quality enhancement », *Bull. Electr. Eng. Inform.*, vol. 14, n° 4, p. 2514-2525, août 2025, doi: 10.11591/eei.v14i4.9503.
- [44] F. Becker, « Contribution à la continuité de service des convertisseurs statiques multiniveaux ». Thèse de doctorat, Université de Lorraine, France, 2014
- [45] P. Hamedani et M. Changizian, « A New Hybrid Predictive-PWM Control for Flying Capacitor Multilevel Inverter », *J. Electr. Comput. Eng. Innov. JECEI*, n° Online First, févr. 2024, doi: 10.22061/jecei.2024.10549.721.
- [46] E. Tacer, A. Qashou, and N. Yildiran, "Shunt Active Power Filters Based On Diode Clamped Multilevel Inverter and Hysteresis Band Current Controller," *Innovative Systems Design and Engineering*, vol. 4, no. 14, Bahçeşehir University, Istanbul, Turkey, 2013.
- [47] L. Anne-Marie, « Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé) ». Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006
- [48] M. Yusup Lada, M. A. Mohd Radzi, J. Jasni, H. Hizam, A. Jidin, et S. H. Mohamad, « Performance of three-phase three-wire cascaded H-bridge multilevel inverter-based shunt active power filter », *Int. J. Power Electron. Drive Syst. IJPEDS*, vol. 11, n° 3, p. 1430, sept. 2020, doi: 10.11591/ijpeds.v11.i3.pp1430-1440.
- [49] T. A. Meynard et H. Foch, « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters », in *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Toledo, Spain: IEEE, 1992, p. 397-403. doi: 10.1109/PESC.1992.254717.
- [50] A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, M. Ciobotaru, et V. G. Agelidis, « Voltage balancing method for the multilevel flying capacitor converter using phase-shifted PWM », in *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, Kota Kinabalu, Malaysia: IEEE, déc. 2012, p. 274-279. doi: 10.1109/PECon.2012.6450221.
- [51] B. Mosepele, R. Samikannu, et L. Amuhaya, « A structural review on reduced switch count and hybrid multilevel inverters », *Front. Energy Res.*, vol. 12, p. 1396149, juill. 2024, doi: 10.3389/fenrg.2024.1396149.
- [52] O. Bouamrane *et al.*, « Flying capacitors multilevel inverter: architecture, control and active balancing », *E3S Web Conf.*, vol. 336, p. 00039, 2022, doi: 10.1051/e3sconf/202233600039.
- [53] N. Karania, M. A. Alali, S. Di Gennaro, et J.-P. Barbot, « Hybrid control system for cascaded H-bridge multi-level inverter based shunt active filter for photovoltaic generation », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 241, p. 111248, avr. 2025, doi: 10.1016/j.epsr.2024.111248.
- [54] J. Zhang, S. Xu, Z. Din, et X. Hu, « Hybrid Multilevel Converters: Topologies, Evolutions and Verifications », *Energies*, vol. 12, n° 4, p. 615, févr. 2019, doi: 10.3390/en12040615.
- [55] M. Ali *et al.*, « A Novel Control Approach to Hybrid Multilevel Inverter for High-Power Applications », *Energies*, vol. 14, n° 15, p. 4563, juill. 2021, doi: 10.3390/en14154563.

- [56] I. Harbi and R. Kennel, "Common DC-Link Multilevel Converters: Topologies, Control and Industrial Applications," *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 4, pp. 512-531, July 2023. doi:10.1109/OJPEL.2023.3291662.
- [57] Ahmed Zama, Modélisation et commande des convertisseurs modulaires multiniveaux (MMCs) destinés aux réseaux HVDC, Thèse de doctorat, Université Grenoble Alpes, France, 2017
- [58] T. Phan, G. Riedel, N. Oikonomou, and M. Pacas, "PWM for Active Thermal Protection in Three-Level Neutral Point Clamped Inverters," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Pittsburgh, USA, pp. 5475-5482, Sept. 2014, doi: 10.1109/ECCE.2014.6954084.
- [59] F. Defaÿ, Commande Prédictive Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé pour une Application de Filtrage Actif, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 4 Déc. 2008.
- [60] M. K. Nowiński-Antoniewicz, "Research on Finite Control-States Set Model Predictive Control of Four-Leg Three-Level Flying Capacitors Converter for Shunt Active Power Filter," Doctor of Philosophy, Faculty of Electrical Engineering, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, Sept. 18, 2019.
- [61] K. Laidi, O. Bouchhida, M. Nibouche, & K. Benmansour, "Smart control based on neural networks for multicellular converters," *Archives of Electrical Engineering*, vol. 70, no. 3, 2021
- [62] L. Manai, D. Hakiri, et M. Besbes, « Backstepping control of flying capacitor multilevel inverter-based active power filter », *IET Power Electron.*, vol. 13, n° 19, p. 4610-4624, déc. 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2020.0734.
- [63] A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, M. Ciobotaru, et V. G. Agelidis, « Voltage balancing method for the multilevel flying capacitor converter using phase-shifted PWM », in *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, Kota Kinabalu, Malaysia: IEEE, déc. 2012, p. 274-279. doi: 10.1109/PECon.2012.6450221.
- [64] **K. Hemici**, A. Zegaoui, A. A. Bokhtache, M. O. Mahmoudi, et M. Aillerie, « Three-Phases Flying-Capacitor Multilevel Inverter with Proportional Natural PWM Control », *Energy Procedia*, vol. 74, p. 1061-1070, août 2015, doi: 10.1016/j.egypro.2015.07.744.
- [65] **K. Hemici**, M. O. Mahmoudi, A. Zegaoui, A. Djahbar, A. A. Bokhtache, F. Z. Kessaissia, H. Allouache, , and M. Aillerie, "Sliding mode control for a three phase multicellular inverter dedicated to renewable energy systems," *AIP Conference Proceedings*, vol. 1814, p. 020061, 2017, doi: 10.1063/1.4976280
- [66] C. R. Balamurugan, S. P. Natarajan, T. S. Anandhi, et B. Shanthi, « Simulation and dSPACE Based Implementation of Various PWM Strategies for A New H-Type FCMLI Topology », *Int. J. Power Electron. Drive Syst. IJPEDS*, vol. 6, n° 3, p. 615, sept. 2015, doi: 10.11591/ijpeds.v6.i3.pp615-624.
- [67] A. M. Yusuf et M. Ghias, « On Performance Advances of Flying Capacitor Multilevel Converter Topologies ». Doctor of Philosophy, The University of New South Wales, Sydney, NSW, Australia, 2014
- [68] R. Stala, « Natural Capacitor Voltage Balance In Multilevel Flying Capacitor Converters. A Review Of Research Achievements », *POWER Electron. DRIVES ISSN 2451-0262*, 2016, doi: 10.5277/PED160201.
- [69] C. Feng, J. Liang, et V. G. Agelidis, « Modified Phase-Shifted PWM Control for Flying Capacitor Multilevel Converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 1, p. 178-185, janv. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.886600.

- [70] A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, M. Ciobotaru, et V. G. Agelidis, « Voltage-Balancing Method Using Phase-Shifted PWM for the Flying Capacitor Multilevel Converter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 9, p. 4521-4531, sept. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2285387.
- [71] T. A. Taha *et al.*, « Recent Advancements in Multilevel Inverters: Topologies, Modulation Techniques, and Emerging Applications », *Symmetry*, vol. 17, n° 7, p. 1010, juin 2025, doi: 10.3390/sym17071010.
- [72] A. M. Rauf, M. Abdel-Monem, T. Geury, et O. Hegazy, « A Review on Multilevel Converters for Efficient Integration of Battery Systems in Stationary Applications », *Energies*, vol. 16, n° 10, p. 4133, mai 2023, doi: 10.3390/en16104133.
- [73] K. Antoniewicz et K. Rafal, « Model predictive current control method for four-leg three-level converter operating as shunt active power filter and grid connected inverter », *Bull. Pol. Acad. Sci. Tech. Sci.*, vol. 65, n° 5, p. 601-607, oct. 2017, doi: 10.1515/bpasts-2017-0065.
- [74] X. Kou, K. A. Corzine, et Y. Familiant, « A unique fault-tolerant design for flying capacitor multilevel inverters », in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, Madison, WI, USA: IEEE, 2003, p. 531-538. doi: 10.1109/IEMDC.2003.1211314.
- [75] A. Bakeer, I. S. Mohamed, P. B. Malidarreh, I. Hattabi, et L. Liu, « An Artificial Neural Network-Based Model Predictive Control for Three-phase Flying Capacitor Multi-Level Inverter », 28 juin 2022, *arXiv*: arXiv:2110.08101. doi: 10.48550/arXiv.2110.08101.
- [76] P. Hamedani et M. Changizian, « A New Hybrid Predictive-PWM Control for Flying Capacitor Multilevel Inverter », *J. Electr. Comput. Eng. Innov. JECEI*, n° Online First, févr. 2024, doi: 10.22061/jecei.2024.10549.721.
- [77] Ismail Ghadbane, "Étude et Réalisation d'un Filtre Actif Parallèle en Utilisant Différentes Stratégies de Contrôle," Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie, 5 May 2016
- [78] M. Popescu, A. Bitoleanu, C. V. Suru, M. Linca, et L. Alboteanu, « Shunt Active Power Filters in Three-Phase, Three-Wire Systems: A Topical Review », *Energies*, vol. 17, n° 12, p. 2867, juin 2024, doi: 10.3390/en17122867.
- [79] S. A. Akintade, Y. Jibril, et A. S. Abubakar, « Development of Shunt Active Power Filter for Harmonic Reduction using Synchronous Reference Frame with Space Vector Pulse Width Modulation », *Niger. J. Technol. Dev.*, vol. 17, n° 2, p. 104-112, juill. 2020, doi: 10.4314/njtd.v17i2.5.
- [80] N. Madhuri et M. Surya Kalavathi, « Fault-tolerant shunt active power filter with synchronous reference frame control and self-tuning filter », *Meas. Sens.*, vol. 33, p. 101156, juin 2024, doi: 10.1016/j.measen.2024.101156.
- [81] J. Baros *et al.*, « Review of Fundamental Active Current Extraction Techniques for SAPF », *Sensors*, vol. 22, n° 20, p. 7985, oct. 2022, doi: 10.3390/s22207985.
- [82] B. Deffaf, H. Farid, H. Benbouhenni, S. Medjmadj, et N. Debdouche, « Synergetic control for three-level voltage source inverter-based shunt active power filter to improve power quality », *Energy Rep.*, vol. 10, p. 1013-1027, nov. 2023, doi: 10.1016/j.egyr.2023.07.051.
- [83] J. Wang, X. Li, et J. Fei, « Evaluation of Interval Type-2 Fuzzy Neural Super-Twisting Control Applied to Single-Phase Active Power Filters », *Appl. Sci.*, vol. 14, n° 8, p. 3271, avr. 2024, doi: 10.3390/app14083271.

- [84] M. Ali, M. Yaqoob, L. Cao, et K. Loo, « Enhancement of DC-bus voltage regulation in cascaded converter system by a new sensorless load current feedforward control scheme », *IET Power Electron.*, vol. 14, n° 8, p. 1457-1467, juin 2021, doi: 10.1049/pel2.12123.
- [85] S. F. Al-Gahtani, Z. M. S. Elbarbary, et S. M. Irshad, « A developed DQ control method for shunt active power filter to improve power quality in transformers », *PLOS ONE*, vol. 19, n° 7, p. e0299635, juill. 2024, doi: 10.1371/journal.pone.0299635.
- [86] M. W. Qaisar, J. Lai, et J. Fang, « Modeling and Control of Grid-Forming Active Power Filters for Harmonic Suppression and Enhanced Power Quality », *Appl. Sci.*, vol. 15, n° 11, p. 5927, mai 2025, doi: 10.3390/app15115927.
- [87] J. D. Barros, L. Rocha, et J. F. Silva, « Backstepping Control of NPC Multilevel Converter Interfacing AC and DC Microgrids », *Energies*, vol. 16, n° 14, p. 5515, juill. 2023, doi: 10.3390/en16145515.
- [88] P. Sarafrazi, S. Taher, et A. Akhavan, « A Robust Backstepping Controller Based on Nonlinear Observer for Shunt Active Filters to Improve Power Quality in Four-Wire Distribution Systems », *Jordan J. Electr. Eng.*, vol. 10, n° 4, p. 1, 2024, doi: 10.5455/jjee.204-1700421844.
- [89] Z. El Madani, A. Yahya, et Z. El Malki, « Nonlinear Backstepping Control for Three-Phase Single-Stage Grid-Tied Photovoltaic Systems via an LCL-Filter », *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 14, n° 6, p. 17950-17957, déc. 2024, doi: 10.48084/etasr.8722.
- [90] Z. Ren, « A survey of modularized backstepping control design approaches to nonlinear ODE systems », 3 mai 2023, *arXiv*: arXiv:2305.02066. doi: 10.48550/arXiv.2305.02066.
- [91] W. Guo et D. Liu, « Adaptive second-order backstepping control for a class of 2DoF underactuated systems with input saturation and uncertain disturbances », *Sci. Rep.*, vol. 14, n° 1, p. 15840, juill. 2024, doi: 10.1038/s41598-024-66552-6.
- [92] Z. Zhu et Z. Zhu, « Backstepping model-free adaptive control for a class of second-order nonlinear systems », *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 34, n° 5, p. 3057-3073, mars 2024, doi: 10.1002/rnc.7123.
- [93] H. Li, J. Hu, X. Hu, et B. K. Ghosh, « Stabilization of nonlinear safety-critical systems by relaxed converse Lyapunov-barrier approach and its applications in robotic systems », *Auton. Intell. Syst.*, vol. 4, n° 1, p. 24, nov. 2024, doi: 10.1007/s43684-024-00081-x.
- [94] D. Zhang et X. Zheng, « Improved Command Filtered Backstepping Control for Uncertain Nonlinear Systems with Time-Delay », *Electronics*, vol. 13, n° 14, p. 2694, juill. 2024, doi: 10.3390/electronics13142694.
- [95] **K. Hemic** et M. O. Mahmoudi, « Advanced Control of Shunt Active Power Filter based on Flying Capacitor Multicellular Inverter using Backstepping and PS-PWM », *ENP Eng. Sci. J.*, vol. 5, n° 2, p. 52-57, janv. 2026, doi: 10.53907/enpesj.v5i2.338.
- [96] S. Bahrami, « A Nonlinear Controller for Parallel DC-DC Converters with ZIP Load and Constrained Output Voltage », 28 février 2025, *arXiv*: arXiv:2409.03907. doi: 10.48550/arXiv.2409.03907.
- [97] I. F. Bendé, E. Tchhoffo Houdji, G. B. Tchaya, J. L. D. B. Nsouandélé, M. Kamta, et Haman-Djalo, « Backstepping Controller Design for Power Quality Improvement in a Two-Stage Grid-Connected Photovoltaic Systems with LCL Filter », *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 2023, p. 1-18, nov. 2023, doi: 10.1155/2023/6604487.

- [98] J. D. Barros, L. Rocha, et J. F. Silva, « Backstepping Control of NPC Multilevel Converter Interfacing AC and DC Microgrids », *Energies*, vol. 16, n° 14, p. 5515, juill. 2023, doi: 10.3390/en16145515.
- [99] M. Darabian, A. Bagheri, et S. Yousefi, « Design of a new robust controller for voltage regulation of DC link in wind-farm-side converter integrated with a hybrid AC and DC large-scale power system », *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 17, n° 7, p. 1674-1685, avr. 2023, doi: 10.1049/gtd2.12780.
- [100] O. Bouamrane *et al.*, « Flying capacitors multilevel inverter: architecture, control and active balancing », *E3S Web Conf.*, vol. 336, p. 00039, 2022, doi: 10.1051/e3sconf/202233600039.
- [101] M. Kuder *et al.*, « Capacitor Voltage Balancing of a Grid-Tied, Cascaded Multilevel Converter with Binary Asymmetric Voltage Levels Using an Optimal One-Step-Ahead Switching-State Combination Approach », *Energies*, vol. 15, n° 2, p. 575, janv. 2022, doi: 10.3390/en15020575.
- [102] L. Wu, J. Liu, S. Vazquez, et S. K. Mazumder, « Sliding Mode Control in Power Converters and Drives: A Review », *IEEECAA J. Autom. Sin.*, vol. 9, n° 3, p. 392-406, mars 2022, doi: 10.1109/JAS.2021.1004380.
- [103] R. Sehab, A. Akrad, et Y. Saadi, « Super-Twisting Sliding Mode Control to Improve Performances and Robustness of a Switched Reluctance Machine for an Electric Vehicle Drivetrain Application », *Energies*, vol. 16, n° 7, p. 3212, avr. 2023, doi: 10.3390/en16073212.
- [104] B. Mohapatra *et al.*, « Optimizing grid-connected PV systems with novel super-twisting sliding mode controllers for real-time power management », *Sci. Rep.*, vol. 14, n° 1, p. 4646, févr. 2024, doi: 10.1038/s41598-024-55380-3.
- [105] J. Zhou, J. Zhou, H. Yang, et L. Huang, « Passive Super-Twisting Second-Order Sliding Mode Control Strategy for Input Stage of MMC-PET », *Energies*, vol. 17, n° 9, p. 2036, avr. 2024, doi: 10.3390/en17092036.
- [106] R. Sehab, A. Akrad, et Y. Saadi, « Super-Twisting Sliding Mode Control to Improve Performances and Robustness of a Switched Reluctance Machine for an Electric Vehicle Drivetrain Application », *Energies*, vol. 16, n° 7, p. 3212, avr. 2023, doi: 10.3390/en16073212.
- [107] I. Sami, W. Alhosaini, D. Khan, et E. M. Ahmed, « Advancing Dual-Active-Bridge DC-DC Converters with a New Control Strategy Based on a Double Integral Super Twisting Sliding Mode Control », *World Electr. Veh. J.*, vol. 15, n° 8, p. 348, août 2024, doi: 10.3390/wevj15080348.
- [108] R. Sehab, A. Akrad, et Y. Saadi, « Super-Twisting Sliding Mode Control to Improve Performances and Robustness of a Switched Reluctance Machine for an Electric Vehicle Drivetrain Application », *Energies*, vol. 16, n° 7, p. 3212, avr. 2023, doi: 10.3390/en16073212.
- [109] I. Sami, W. Alhosaini, D. Khan, et E. M. Ahmed, « Advancing Dual-Active-Bridge DC-DC Converters with a New Control Strategy Based on a Double Integral Super Twisting Sliding Mode Control », *World Electr. Veh. J.*, vol. 15, n° 8, p. 348, août 2024, doi: 10.3390/wevj15080348.
- [110] B. Mohapatra, B. K. Sahu, et S. Pati, « A novel optimally tuned super twisting sliding mode controller for active and reactive power control in grid-interfaced photovoltaic system », *IET Energy Syst. Integr.*, vol. 5, n° 4, p. 491-511, déc. 2023, doi: 10.1049/esi2.12117.
- [111] M. Dehghani, M. Mardaneh, M. H. Shafiei, et S. Hasanvand, « Super twisting sliding mode controller for multi-functional grid-connected inverter in photovoltaic system », *Arch. Electr. Eng.*, p. 105-105, févr. 2025, doi: 10.24425/aee.2025.153015.

- [112] J. Wang, Y. Fang, et J. Fei, « Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Control of Active Power Filter Using Interval Type-2-Fuzzy Neural Networks », *Mathematics*, vol. 11, n° 12, p. 2785, juin 2023, doi: 10.3390/math11122785.
- [113] K. Zeb *et al.*, « Design of Super Twisting Sliding Mode Controller for a Three-Phase Grid-connected Photovoltaic System under Normal and Abnormal Conditions », *Energies*, vol. 13, n° 15, p. 3773, juill. 2020, doi: 10.3390/en13153773.

Production scientifique

Publications dans des revues internationales

K. Hemici, M. Oulhadj Mahmoudi, et A. Yahdou, « Super-twisting sliding mode control strategy applied to a three-phase shunt active filter based on flying capacitor multicellular inverter », *Arch. Electr. Eng.*, vol. **74** n° **3**, p. 541 –566, mai 2025, doi: 10.24425/aee.2025.153913.

K. Hemici et M. O. Mahmoudi, « Advanced Control of Shunt Active Power Filter based on Flying Capacitor Multicellular Inverter using Backstepping and PS-PWM », *ENP Eng. Sci. J.*, vol. 5, n° 2, p. 52-57, janv. 2026, doi: 10.53907/enpesj.v5i2.338.

K. Hemici, A. Zegaoui, A. A. Bokhtache, M. O. Mahmoudi, et M. Aillerie, « Three-Phases Flying-Capacitor Multilevel Inverter with Proportional Natural PWM Control », *Energy Procedia*, vol. 74, p. 1061-1070, août 2015, doi: 10.1016/j.egypro.2015.07.744.

Communications Internationales

K. Hemici, MO. Mahmoudi and R. Dahman «Commande d'un condensateur actif série par un onduleur multi-niveaux» 1^{er} séminaire national sur le génie électrique appliqué aux énergies renouvelables GEAER 10. Chlef 2010.

K.Hemici, A. Aissa Bokhtache, D.A. Belhadj, A. Zegaoui and M.O. Mahmoudi «Modeling and robust control of three-phase multicell inverter» 1st international conference on applied automation and industriel Diagnostic ICAAID. Djelfa 2015.

K. Hemici, M. O. Mahmoudi, A. Zegaoui, A. Djahbar, A. A. Bokhtache, F. Z. Kessaissia, H. Allouache, , and M. Aillerie, "Sliding mode control for a three phase multicellular inverter dedicated to renewable energy systems," *AIP Conference Proceedings*, vol. 1814, p. 020061, 2017, doi: 10.1063/1.4976280