

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي



BADJI MOKHTAR ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA

جامعة باجي مختار - عنابة

Année 2014

Faculté des sciences de l'ingénierat
Département d'électrotechnique

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de DOCTORAT EN SCIENCES

**Contribution à l'Etude des Performances des
Onduleurs Multiniveaux sur les Réseaux de
Distribution**

**Option
Réseaux Electriques
Par
MESBAHI NADHIR**

DIRECTEUR DE THESE : OUARI AHMED

M.C UNIVERSITE DE ANNABA

DEVANT LE JURY

**PRESIDENT: HOUABES MOURAD
EXAMINATEURS: LABAR HOCINE
MOUSSAOUI ABDELKRIM
ABOUBOU ABDENNACER
BAHRI MEBAREK**

**Prof UNIVERSITE DE ANNABA
Prof UNIVERSITE DE ANNABA
Prof UNIVERSITE DE GUELMA
Prof UNIVERSITE DE BISKRA
M.C UNIVERSITE DE BISKRA**

Dédicaces

- *A la mémoire de ma tante Errim décédée le 16 Décembre 2010,*
- *A ma chère mère Aïcha, qui n'a jamais cessé de prier pour moi, que dieu la protège,*
- *A mon chère père Ali,*
- *A ma chère femme Aouatef,*
- *A mon chère petit fils Abderrahmane,*
- *A mes chers frères et soeurs,*
- *A tous mes amis.*

ملخص

تعالج هذه الرسالة موضوعين يختصان بتطوير وسائل حديثة من اجل التصدي لمشكلة التلوث بالتوافقيات في شبكات التوزيع الكهربائية وهذا مما يسمح بتحسين نوعية الطاقة الكهربائية وذلك باستعمال المرشح الفعال المتوازي لتعويض التيارات التوافقية والاستطاعة الرديّة سواء كانت الشبكة الكهربائية متوازنة أو مضطربة .

خصص الأول لتطوير بنى جديدة للمرشحات الفعالة المتوازية وخاصة المعتمدة على موجات ذات مستويات متعددة . في هذا الإطار تطرقنا لبنية المرشح الفعال المتوازي ذو مستويين ؛ ذو ثلاث مستويات وذو خمس مستويات من منظور التخلص من التوافقيات بغرض خفض معامل تشوه تيار الحموله وتحسين معامل الاستطاعة وفق المعايير العالمية . بينت نتائج المحاكاة أن المرشح ذو خمس مستويات يعطي أفضل النتائج في صورة شكل تيار المنبع. ومن اجل تحسين فعالية الترشيح المتوازي قمنا بتطبيق تقنية المنطق الغامض.

الموضوع الثاني المعالج في هذه الرسالة يخص تطبيق التحكم المباشر للاستطاعة على المرشح الفعال بغرض تعويض التيارات التوافقية. في هذا الإطار تناولنا نوعين من هذا التحكم المباشر للاستطاعة الأول يعتمد على مرشح تمرير إلى الأسفل والآخر يعتمد على مرشح متعدد التغير. المبدأ الأساسي لهذا التحكم يتمثل في انتقاء أشعة التوتر بواسطة جدول التبديل من اجل مراقبة الاستطاعة الفعالة والرديّة . نتائج المحاكاة أثبتت تفوق التحكم المباشر باستعمال المرشح متعدد التغير وخاصة عندما تكون الشبكة الكهربائية مضطربة.

كلمات مفتاحية: التلوث بالتوافقيات ؛ نوعية الطاقة ؛ المرشح الفعال المتوازي ؛ موج ذات مستويات متعددة ؛ المنطق الغامض ؛ التحكم المباشر للاستطاعة.

Abstract

This manuscript deals with two topics on the development of the modern means of harmonic elimination in electrical networks. The aim is to improve power quality by using the shunt active power filters to compensate the current harmonic and the reactive power under balanced or distorted conditions of supply voltage.

The first is devoted to develop of new structures of shunt active filters based on the multilevel inverters. In this context, we will approach the structures of different forms of shunt active filters (two-level, three-level and five-level) in order to reduce the harmonic content and power-factor correction while respect the international standards. Simulation results show that the topology based on the five-level inverter is better in terms of the source currents waveform and their harmonic contents. Two types of filter current controllers applied on two-level *SAPF* are considered: conventional and fuzzy controller. The application of fuzzy logic in active filtering field gives better performances in comparison with that of conventional regulation.

The second relates to the application of the direct power control *DPC* on the shunt active filter in order to current harmonic compensation and the reactive power likely to appear in the electrical networks. Two techniques of direct power control, one based on the low-pass filter and the other based on the high selectivity filter were proposed. The basic idea of the *DPC* is to choose the best inverter voltage vector via a switching table, to control the active and reactive instantaneous power injected into the electrical network. The simulation results confirm the superiority of the direct power control based on the high selectivity filter, particularly in terms of both performances and robustness. Simulations presented in this work are performed with *Matlab/Simulink* tools, and practical implementation in real time has been done through a system controller board *dSPACE 1103*.

Key words : Harmonic pollution, power quality, Shunt Active Power filter, Multilevel Inverter, Fuzzy Logic, Direct Power Control.

Résumé

Ce manuscrit est consacré au traitement de deux thématiques sur le développement des moyens modernes de dépollution des réseaux électriques. Celles-ci vont permettre d'améliorer la qualité de l'énergie électrique par l'utilisation des filtres actifs parallèles, pour compenser les harmoniques de courants et la puissance réactive sous différentes conditions de tensions de la source.

La première consiste à développer de nouvelles structures de filtres actifs parallèles, reposant sur l'utilisation des onduleurs multiniveaux. Dans ce contexte, nous aborderons les structures de différents filtres actifs parallèles (à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux) en vue de réduire le taux d'harmonique en courant et de corriger le facteur de puissance tout en respectant les normes internationales en vigueur. Les résultats de simulation montrent que la topologie basée sur l'onduleur à cinq niveaux est meilleure en termes de forme d'ondes des courants de source et leur contenu harmonique. Deux types de régulateurs sont envisagés : régulateur conventionnel et régulateur flou. L'application de la logique floue au filtre actif parallèle donne de meilleures performances en comparaison avec celle de régulation classique.

La seconde concerne l'application de la commande en puissance au filtre actif parallèle en vue de compenser les harmoniques de courants et la puissance réactive susceptibles d'apparaître dans les réseaux électriques. Deux techniques de commande directe de puissance, l'une basée sur le filtre passe-bas et l'autre basée sur le filtre multi-variable ont été proposées. Celles-ci reposent sur la sélection des vecteurs de tension de l'onduleur appropriés, via une table de commutation, pour contrôler les puissances active et réactive instantanées injectées dans le réseau électrique. Les résultats de simulation confirment la supériorité de la loi de commande de puissance basée sur l'utilisation d'un filtre multi-variable, en terme de performances, particulièrement lors de sévères perturbations. Les simulations ont été mises en oeuvre à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink* et l'implantation en temps réel a été élaborée grâce à une carte contrôleur du système *dSPACE 1103*.

Mots clés : Pollution Harmonique, Qualité de l'Energie, Filtre Actif Parallèle, Onduleur Multiniveaux, Logique Floue, Commande Directe de Puissance.

Remerciements

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur Ahmed OUARI, Maître de Conférences classe A à l'Université Badji Mokhtar de Annaba, pour m'avoir encadré et soutenu durant ces années. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su m'en faire profiter. Il m'est difficile d'exprimer, en quelques mots, toute l'admiration que je lui porte.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Mourad HOUABES, Professeur à l'Université Badji Mokhtar de Annaba, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur Hocine LABAR, Professeur à l'Université Badji Mokhtar de Annaba, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.

Je remercie Monsieur Abdelkrim MOUSSAOUI, Professeur à l'Université 8 mai 1945 de Guelma, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation de ce travail.

Que Monsieur Abdennacer ABOUBOU, Professeur à l'Université Mohamed Khider de Biskra, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur Mbarek BAHRI, Maître de Conférences classe A à l'Université Mohamed Khider de Biskra, pour l'intérêt qu'il a manifesté à l'égard de ce travail en acceptant de faire partie du jury.

Je remercie vivement Mademoiselle Hind DJEGHLOUD, Maître de Conférences classe B à l'Université de Constantine 1, autant pour son aide, conseils et propositions ainsi que pour sa gentillesse.

Je remercie également Monsieur Amar OMEIRI, Maître de Conférences classe A à l'Université Badji Mokhtar de Annaba, pour son aide, sa patience et ses précieux conseils.

Mes vifs et sincères remerciements à Monsieur Djaffar OULD ABDESLAM, Maître de Conférences à l'Université de Haute Alsace (FRANCE), membre du Laboratoire MIPS (Modélisation, Intelligence, Processus et Systèmes), pour son aide et pour m'avoir accueilli dans son laboratoire. Je remercie, aussi, Jean-Philippe URBAN, Jean MERCKLE, Hubert KIHLE et Patrice WIRA.

Je suis très reconnaissant au directeur du Laboratoire d'Electronique de Puissance et Entraînement Electrique de l'Université de Craiova (ROUMANIE), Professeur Alexandru BITOLEANU, pour l'accueil chaleureux et de m'avoir donné l'opportunité de réaliser la partie expérimentale de cette thèse au sein de son laboratoire. Je tiens à remercier aussi le

Professeur Mihaela POPESCU, le Docteur Vlad SURU et le Docteur Mihăitã LINCA pour toute leur aide. Je remercie vivement Monica Elena MACARAU, Assistance au Département des Relations Internationales de l'Université de Craiova, autant pour son aide, conseils et propositions ainsi que pour sa gentillesse.

Je ne saurais oublier de remercier chaleureusement Monsieur Tedjani MESBAHI de l'Ecole Supérieure des Techniques Aéronautiques et de Construction Automobile - ESTACA – Laval (FRANCE), pour la documentation qu'il a mise à ma disposition et qui m'a beaucoup servi pour la réalisation de ce travail.

Liste des Tableaux

Tableaux du Chapitre I

1. Limites des composantes harmoniques en courant 10

Tableaux du Chapitre II

1. Tensions en sortie de l'onduleur 20
2. Les modes de compensation de la commande des puissances instantanées..... 25
3. Paramètres de simulation d'un filtre actif à deux niveaux 35

Tableaux du Chapitre III

1. Obtention des trois niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs ($k=a, b$ ou c)..... 51
2. Paramètres de simulation d'un filtre actif à trois niveaux..... 53
3. Obtention des cinq niveaux de tension en fonction des états des interrupteurs ($k=a, b$ ou c)..... 57
4. Paramètres de simulation d'un filtre actif à cinq niveaux 60

Tableaux du Chapitre IV

1. Désignation standard des ensembles flous 70

Tableaux du Chapitre V

1. Vecteurs de tension sélectionnés pour secteur 1 82
2. Table de commutation de la DPC 83
3. Résultats de simulation du DPC (Cas A) 84
4. Résultats de simulation du DPC (Cas B) 86
5. Résultats de simulation du DPC (Cas C) 86

Liste des Figures

Figures du Chapitre I

1. Modélisation d'une charge non-linéaire	6
2. Différentes types de filtres harmoniques passifs	11
3. Combinaison de filtres passifs pour redresseur à thyristors	11
4. Filtre actif parallèle.....	13
5. Filtre actif série.....	13
6. Filtre combiné parallèle-série (UPQC).....	14
7. Filtre actif hybride	14

Figures du Chapitre II

1. Circuit de puissance du filtre actif parallèle deux à niveaux proposé	18
2. Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur	21
3. Schéma représentant le principe de séparation des puissances	24
4. Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées.....	24
5. Schéma bloc du <i>FMV</i>	26
6. Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées modifiée.....	26
7. Boucle de régulation de la tension continue.....	29
8. Principe de commande des courants par hystérésis.....	30
9. Principe de commande des courants par hystérésis modulée	31
10. Principe de commande des courants par <i>MLI</i> intersective	31
11. Circuit monophasé équivalent d'un filtre actif parallèle	32
12. Schéma de la régulation des courants du <i>SAPF</i>	33
13. Schéma simplifié de la régulation	34
14. Performances de la compensation des harmoniques par la méthode <i>p-q</i> (tensions de source sinusoïdales équilibrées) : a) tension de source ; b) courant de la charge ; c) courant du filtre ; d) courant de source ; e) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; f) spectre harmonique du courant de source après compensation.....	36
15. Performances de la compensation des harmoniques par la méthode <i>p-q</i> modifiée (tensions de source sinusoïdales équilibrées) : a) tension de source ; b) courant de la charge ; c) courant du filtre ; d) courant de source ; e) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; f) spectre harmonique du courant de source après compensation.....	37
16. Performances de la compensation des harmoniques par les méthodes <i>p-q</i> et <i>p-q</i> modifiée (tensions de source sinusoïdales déséquilibrées) : a) tensions de source b)	

courants de la charge ; c) courants compensés avec la méthode $p-q$; d) courants compensés avec la méthode $p-q$ modifiée	38
17. Performances de la compensation des harmoniques par les méthodes $p-q$ et $p-q$ modifiée (tensions de source équilibrées contenant des harmoniques) : a) tensions de source ; b) courants de la charge c) courants compensés avec la méthode $p-q$; d) courants compensés avec la méthode $p-q$ modifiée	39
18. Tension aux bornes de la capacité du filtre actif à deux niveaux	40
19. Schéma illustratif de la plateforme expérimentale.	41
20. Performances de la compensation des harmoniques avec une commande hystérésis conventionnelle lors de la fermeture du SAPF à deux niveaux (expérimentation) : a) tensions de source ; b) courants de la source ; c) courant du filtre de la phase (a) ; d) tension du bus continu	42
21. Analyse spectacle des courants après la mise en service du SAPF avec une commande hystérésis conventionnelle (expérimentation) : (a) courant de la charge ; (b) courant de source ; (c) spectre harmonique de courant de la charge ; (d) spectre harmonique de courant de source	43
22. Performances de la compensation des harmoniques avec une commande hystérésis modulée lors de la fermeture du SAPF à deux niveaux (expérimentation) : a) tensions de source ; b) courants de la source ; c) courant du filtre de la phase (a) ; d) tension du bus continu	44
23. Analyse spectacle des courants après la mise en service du SAPF avec une commande hystérésis modulée (expérimentation) : (a) courant de la charge ; (b) courant de source ; (c) spectre harmonique de courant de la charge ; (d) spectre harmonique de courant de source	45

Figures du Chapitre III

1. Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux proposé.....	50
2. Schéma de régulation des tensions continues.....	53
3. Performances de la compensation des harmoniques en utilisant un filtre actif à trois niveaux : a) courant de la charge ; b) courant du filtre ; c) courant de source ; d) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; e) spectre harmonique du courant de source après compensation	54
4. Tensions aux bornes des deux capacités du filtre actif à trois niveaux	55
5. Circuit de puissance du filtre actif parallèle cinq niveaux proposé.....	55
6. Performances de la compensation des harmoniques en utilisant un filtre actif à cinq niveaux : a) courant de la charge ; b) courant du filtre ; c) courant de source ; d) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; e) spectre harmonique du courant de source après compensation	61

Figures du Chapitre IV

1. Propriétés des sous-ensembles flous	66
2. Formes usuelles des fonctions d'appartenance.....	67
3. Structure d'une commande floue.....	69
4. Schéma de principe du contrôleur flou proposé	72

5. Partitions floues. (a). Partition floue de e . (b). Partition floue de Δe . (c). Partition floue de cde	73
6. Performances de la compensation des harmoniques avec un régulateur flou : a) courant de la charge ; b) courant du filtre ; c) courant de source ; d) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; e) spectre harmonique du courant de source après compensation ; f) tension du bus continu	75

Figures du Chapitre V

1. Configuration générale de la commande directe de puissance.....	79
2. Schéma de principe de génération des puissances de référence pour DPC classique .	80
3. Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel (α, β).....	81
4. Schéma de principe de génération des puissances instantanées de référence pour DPC proposée	83
5. Performances de la compensation des harmoniques par les commandes <i>DPC</i> classique et <i>DPC</i> proposée (tensions de source sinusoïdales équilibrées).....	85
6. Tension du bus continu.....	86
7. Performances de la compensation des harmoniques par les commandes <i>DPC</i> classique et <i>DPC</i> proposée (tensions de source sinusoïdales déséquilibrées).....	87
8. Performances de la compensation des harmoniques par les commandes <i>DPC</i> classique et <i>DPC</i> proposée (tensions de source équilibrées contenant des harmoniques)	88

Liste des Symboles et Notations

Symboles

h	Rang de l'harmonique
e_{sa}, e_{sb}, e_{sc}	Tensions instantanées simples du réseau
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Tensions instantanées au point de couplage
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants débités par le réseau
i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}	Courants de charge
i_{α}, i_{β}	Courants de charge dans le plan (α, β)
$i_{refa}, i_{refb}, i_{refc}$	Courants de référence
$i_{inja}, i_{injb}, i_{injc}$	Courants du filtre
R_s	Résistance du réseau
L_s	Inductance du réseau
R_f	Résistance du filtre de sortie
L_f	Inductance du filtre de sortie
C	Capacité de stockage
v_{dc}	Tension continue du bus continu
p	Puissance active
q	Puissance réactive
S	Puissance apparente
D	Puissance déformante
v_{dcref}	Tension continue de référence
S_{ki}	Fonction de commutation
X	Univers de discours
$\mu_A(x)$	Degré d'appartenance de x au sous-ensemble A
NON	Opérateur négation
ET	Opérateur conjonction
OU	Opérateur disjonction
min	Opérateur minimum

max Opérateur maximum

Notations

DTC	Direct Torque Control
DPC	Direct Power Control
FMV	Filtre Multi-Variable
FP	Facteur de Puissance
FPB	Filtre Passe-Bas
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
NPC	Neutral Point Clamped
PCC	Point of Common Coupling
PI	Régulateur Proportionnel Intégral
SAPF	Shunt Active Power Filter
SVM	Space Vector Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
UPFC	Unified Power Quality Conditioner
VSC	Voltage Source Converter

Sommaire

Introduction Générale	1
I. Perturbations des Réseaux Electriques et Principes de Compensation	4
I.1. Introduction	5
I.2. Qualité de l'énergie électrique	5
I.2.1. Perturbations harmoniques	5
I.2.2. Origine des harmoniques.....	6
I.2.2.1. Source harmonique identifiable	7
I.2.2.2. Source harmonique non identifiable	7
I.2.3. Caractérisation des perturbations harmoniques.....	7
I.2.3.1. Le taux de distorsion harmonique	7
I.2.3.2. Le facteur de puissance	8
I.2.4. Conséquences de la distorsion harmonique	9
I.2.5. Normes et réglementations.....	9
I.3. Solutions de dépollution des réseaux électriques	10
I.3.1. Solutions traditionnelles.....	11
I.3.2. Solutions modernes	12
I.3.2.1. Filtre actif parallèle	12
I.3.2.2. Filtre actif série.....	13
I.3.2.3. Filtre combiné parallèle-série.....	13
I.3.2.4. Filtre actif hybride.....	14
I.3.2.5. Filtre actif multiniveaux	15
I.4. Conclusion.....	15
II. Etude de la Structure et des Stratégies de Commande de Filtre Actif Parallèle à Deux Niveaux.....	16
II.1. Introduction.....	18
II.2. Structure de SAPF à deux niveaux	18
II.2.1. Onduleur de tension à deux niveaux	19
II.2.1.1. Structure générale	19
II.2.1.2. Tension générées par l'onduleur.....	19
II.2.1.3. Représentation vectorielle des tensions générées	20
II.3. Contrôle du SAPF à deux niveaux.....	21
II.3.1. Identification des courants harmoniques	21
II.3.1.1. Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées	22
II.3.1.2. Méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées modifiée.....	25
II.3.1.2.1. Principe du FMV	25
II.3.1.2.2. Extraction des courants harmoniques	26
II.3.2. Régulation de la tension continue	28
II.3.2.1. Principe de la régulation	28
II.3.2.2. Synthèse du régulateur de tension.....	29
II.3.3. Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux	30
II.3.3.1. Commande par hystérésis	30
II.3.3.2. Commande par hystérésis modulée	31

II.3.3.3. Commande par MLI à échantillonnage naturel	31
II.3.3.4. MLI vectorielle	31
II.3.4. Régulation du courant du filtre	32
II.3.4.1. Principe de la régulation	32
II.3.4.2. Synthèse du régulateur du courant.....	33
II.4. Résultats de simulation	34
II.4.1. Tensions de source sinusoïdales équilibrées.....	35
II.4.2. Tensions de source sinusoïdales déséquilibrées	38
II.4.3. Tensions de source équilibrées contenant des harmoniques.....	39
II.5. Résultats expérimentaux	40
II.5.1 Description du banc d'essai	40
II.5.2 Commande par hystérésis conventionnelle.....	41
II.5.3 Commande par hystérésis modulée	43
II.6. Conclusion	45
III. Etude de la Structure et des Stratégies de Commande des Filtrés	
Actifs Parallèles Multiniveaux	47
III.1. Introduction	49
III.2. Intérêt des onduleurs multiniveaux.....	49
III.3. Structure de SAPF à trois niveaux.....	50
III.3.1. Onduleur de tension à trois niveaux	50
III.3.1.1. Structure générale.....	50
III.3.1.2. Tension générées par l'onduleur	50
III.4. Contrôle du SAPF à trois niveaux	52
III.4.1. Régulation de la tension continue.....	53
III.4.2. Stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	53
III.5. Résultats de simulation.....	53
III.6. Structure de SAPF à cinq niveaux.....	55
III.6.1. Onduleur de tension à cinq niveaux NPC.....	56
III.6.1.1. Structure générale.....	56
III.6.1.2. Tension générées par l'onduleur	56
III.7. Contrôle du SAPF à cinq niveaux	59
III.8. Résultats de simulation.....	59
III.9. Conclusion	62
IV. Application de la Logique Floue au Filtrage Actif Parallèle	63
IV.1. Introduction	64
IV.2. Principe de base de la logique floue.....	65
IV.2.1. Variables linguistiques et ensembles flous.....	65
IV.2.2. Fonctions d'appartenance.....	67
IV.2.3. Opérateurs de la logique floue	68
IV.2.4. Règles floues	68
IV.2.4.1. Linguistiquement.....	69
IV.2.4.2. Symboliquement.....	69
IV.2.4.3. Par matrice d'inférence	69
IV.3. Commande par la logique floue	69
IV.3.1. Structure d'un régulateur flou	69
IV.3.1.1. Fuzzification.....	70

IV.3.1.2. Base de connaissance	70
IV.3.1.3. Mécanisme d'inférence	70
IV.3.1.4. Défuzzification	71
IV.3.2. Synthèse du régulateur flou	72
IV.4. Application de la logique floue pour la commande du SAPF.....	72
IV.4.1. Conception d'un régulateur flou proposé.....	72
IV.5. Résultats de simulation.....	74
IV.6. Conclusion.....	76
V. Commande Directe de Puissance Appliquée au Filtre Actif Parallèle... 77	
V.1. Introduction	78
V.2. Etat de l'art du contrôle direct de puissance	78
V.3. Principe du DPC classique	79
V.3.1. Calcul des puissances instantanées	79
V.3.1.1. Calcul des puissances instantanées injectées par SAPF	79
V.3.1.2. Calcul des puissances instantanées de référence	80
V.3.2. Compérateurs à hystérésis	80
V.3.3. Détection de secteurs	81
V.3.4. Élaboration de la table de commutation [91].....	81
V.4. Principe du DPC proposé.....	83
V.5. Résultats de simulation	83
V.5.1. Tensions de source sinusoïdales équilibrées (Cas A).....	84
V.5.2. Tensions de source sinusoïdales déséquilibrées (Cas B).....	86
V.5.3. Tensions de source équilibrées contenant des harmoniques (Cas C)	86
V.6. Interprétation des résultats	89
V.7. Conclusion	89
Conclusion Générale	90
Références Bibliographiques.....	92

Introduction Générale

L'électronique de puissance connaît depuis longtemps un développement considérable. A l'heure actuelle, cette discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes comme les alimentations sans interruption, la commande des actionneurs pour la variation de vitesse, la compensation d'énergie réactive, et le chauffage par induction électrique,...etc. Ces dispositifs permettent l'amélioration des conditions de fonctionnement des réseaux électriques.

La large utilisation des systèmes à base d'électronique de puissance, notamment les convertisseurs statiques, durant ces dernières décennies, a entraîné une dégradation significative de la qualité de l'énergie électrique. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges dites déformantes. Ces charges non linéaires, telles que les redresseurs à diodes et à thyristors, les gradateurs, les ordinateurs et leurs périphériques et les appareils de climatisation et d'éclairages à base de tubes fluorescents, consomment un courant non sinusoïdal. Ces appareils absorbent des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale et de ce fait introduisent des pollutions harmoniques sur les courants et les tensions des réseaux de distribution électrique.

En effet, la présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des perturbations au niveau des réseaux électriques. Les effets néfastes les plus connus de la pollution harmonique se résument dans le dysfonctionnement de certains équipements électriques : l'échauffement des conducteurs, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, et les phénomènes de résonance avec les éléments composant le réseau.

Pour faire face à ce problème, les chercheurs du domaine n'ont pas épargné leurs efforts pour trouver des solutions efficaces et peu onéreuses qui permettent de diminuer l'émission des harmoniques. Parmi ces solutions, l'utilisation des filtres passifs est la plus ancienne. Elle consiste à empêcher le courant harmonique produit par une charge polluante de se propager sur le reste du réseau en le piégeant dans un circuit d'éléments passifs LC connecté en parallèle avec la charge. Malgré sa simplicité et son faible coût, le filtre passif est lié aux variations de l'impédance de la source et peut mener à une résonance non voulue avec le réseau. De plus, ce type de filtre présente une non- adaptabilité aux variations de la charge et du réseau.

Afin d'y remédier aux inconvénients des filtres passifs, une autre solution consiste à mettre en œuvre un système de Filtres Actifs de Puissance (*Active Power Filters-APFs*) : le filtrage actif. Les *filtres actifs* sont un moyen efficace pour la compensation des harmoniques de courants ou de tensions générés par des charges non linéaires. Pour palier au mieux aux contraintes industrielles, on utilise des *filtres actifs parallèles*, séries ou combinés. Dans ce travail, nous avons opté pour un *filtre actif parallèle* de puissance (*Shunt Active Power Filter-SAPF*) destiné au filtrage des courants harmonique et la compensation de l'énergie réactive. Actuellement, ce filtre est la solution avancée de dépollution la plus adéquate tant au niveau de la production que de la distribution.

Par ailleurs, pour répondre aux besoins grandissants de l'industrie en puissances convertibles par les filtres actifs, il est nécessaire de trouver des solutions plus adaptées. Une des solutions, est l'augmentation du niveau de tension. Cependant, l'augmentation de la tenue en tension d'un composant semi-conducteur entraîne une dégradation de ses performances statiques et dynamiques. Cette contrainte a conduit à l'émergence de nouvelles structures, basées sur l'idée de répartir la contrainte en tension sur plusieurs composants semi-conducteurs connectés en série : les *filtres multiniveaux*.

De ce point de vue, l'objectif premier de cette thèse consiste à introduire de nouvelles structures de *filtre actif parallèle* à base d'onduleurs multiniveaux. Ces structures permettent d'obtenir une meilleure forme de la tension de sortie, tout en réduisant le taux de distorsion harmonique et les brusques variations de la tension lors des commutations. Il est à signaler que la qualité et les performances de la compensation des harmoniques sont étroitement liées à l'algorithme utilisé pour déterminer les grandeurs de référence. A cet effet, nous nous sommes aussi intéressés à l'élaboration d'une nouvelle stratégie de commande appliquée au *SAPF* : commande directe de puissance (*Direct Power Control-DPC*), c'est le second objectif de cette thèse. Le but étant d'assurer les performances désirées dans les conditions idéales ou sévères pour les courants de charge et/ou les tensions de la source.

Dans le cadre de cette problématique de recherche sur le *filtre actif parallèle*, la validation expérimentale de présent travail a été effectuée au sein des deux laboratoires : laboratoire MIPS (Modélisation, Intelligence, Processus et Systèmes) de l'université de Haute Alsace de Mulhouse en France et le laboratoire d'Electronique de Puissance et Entraînement Electrique de la Faculté de Génie Electrique de l'Université de Craiova en Roumanie. Elle est implémentée en temps réel sous différents régimes et conditions de fonctionnement sur un banc d'essai.

Dans le but d'approfondir chacun des points mentionnés ci-dessus, cette thèse est organisée en cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, nous identifions les différents problèmes affectant la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux basse tension et nous exposons leurs origines, causes et conséquences. Ensuite, nous présentons également les solutions traditionnelles et modernes de dépollution harmonique en particulier le *filtrage actif parallèle* qui est retenu, par la suite, pour ses performances.

Dans le deuxième chapitre, nous étudions théoriquement la topologie du *filtre actif parallèle* à deux niveaux et sa stratégie de commande. Nous exposons, notamment, la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées pour identifier les courants de référence. Ensuite nous présentons une version modifiée de la méthode des puissances instantanées qui est basée sur des filtres multi-variables. Pour le suivi des courants de référence, nous établissons la synthèse de la loi de commande en courant du filtre en utilisant la technique de commande par Modulation de la Largeur d'Impulsion (*MLI*) intersective avec un régulateur conventionnel. Enfin, les deux méthodes sont évaluées et comparées aux critères d'efficacité du filtrage actif. Nous clôturerons ce chapitre par la description du banc d'essai expérimental réalisé au laboratoire et par l'analyse et l'interprétation des résultats expérimentaux obtenus.

Le troisième chapitre est consacré à la description de la loi de commande implantée pour le contrôle du filtre actif à base d'onduleur multiniveaux. Tout d'abord, nous présentons brièvement quelques structures d'onduleurs multiniveaux existants, leur évolution technologique et leur principe de fonctionnement. Puis, deux structures des *filtres parallèles multiniveaux* (trois et cinq niveaux) sont présentées et analysées en détail. De plus on va étudier, dans ce chapitre, l'importance de l'utilisation des onduleurs multiniveaux, notamment leurs avantages en terme de réduction de *THD (Total Harmonic Distortion)* du courant de la source.

Dans le quatrième chapitre, nous commençons par énoncer les fondements de la logique floue. Ensuite, nous présentons en détails la synthèse d'un régulateur flou assurant le réglage de courant d'un *filtre actif parallèle* à deux niveaux. Enfin , on va mettre l'accent sur l'efficacité de ce type de réglage par les résultats de simulation obtenus.

Le chapitre cinq se focalise sur la proposition d'une contribution originale qui consiste à la conception d'une nouvelle commande développée dans le cadre de cette thèse appelée commande directe de puissance (*DPC*) appliquée au *filtre actif parallèle* à deux niveaux. Elle est basée sur les valeurs des puissances active et réactive comme grandeurs de commande qui est réalisée à l'aide d'un filtre multi-variable (*FMV*), au lieu des filtres d'extractions classiques de types passe-haut ou passe-bas. Une série de test y est effectuée afin de confirmer l'efficacité de cette loi de commande lors des perturbations de la tension du réseau. Les résultats obtenus sont nettement améliorés et le système présente d'excellentes performances comparativement à la technique de commande *DPC* classique.

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

Chapitre I

Perturbations des Réseaux Electriques et Principes de Compensation

L'objectif de ce chapitre est de présenter le contexte de notre étude : les notions de la pollution harmonique et leurs problématiques associées, ainsi que certaines solutions déjà préconisées, par les chercheurs, pour le traitement de ce sujet. Dans la première partie, nous présentons les caractéristiques des perturbations harmoniques, notamment leurs origines et conséquences. Puis nous aborderons les normes et la réglementation en vigueur pour limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. Dans la seconde partie, nous relaterons les différents remèdes envisagés pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques : en particulier le filtrage actif.

Sommaire

I.1. Introduction	5
I.2. Qualité de l'énergie électrique	5
I.3. Solutions de dépollution des réseaux électriques	10
I.4. Conclusion.....	15

I.1. Introduction

L'énergie électrique, principalement produite et distribuée sous forme de tensions triphasées sinusoïdales, permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux différents consommateurs d'énergie électrique. Dans le cas idéal, cette énergie doit être fournie sous la forme d'un ensemble de tensions constituant un système alternatif triphasé équilibré, qui possède quatre caractéristiques principales : amplitude, fréquence, forme d'onde et symétrie. Cependant cet objectif semble idéal et n'est jamais facile à assurer, car le réseau électrique aujourd'hui est appelé à fonctionner sous un environnement de plus en plus perturbateur.

Le regain d'acuité de cette perturbation provient de la prolifération récente d'emploi des charges non linéaires, notamment les convertisseurs statiques. En effet, ces dispositifs consomment des courants non-sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale : ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques. La circulation de ces courants à travers les diverses impédances du réseau jusqu'à l'utilisateur final fait apparaître des tensions harmoniques superposées à l'onde fondamentale. Les conséquences sont néfastes tant pour le distributeur de l'électricité que pour l'utilisateur.

Pour faire face à ce problème, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations des réseaux électriques et de chercher les solutions appropriées permettant l'atténuation des effets les plus nuisibles.

Ce chapitre est consacré à la présentation des principales perturbations électriques. Dans sa première partie nous présenterons les origines et conséquences de ces perturbations sur le réseau. Dans sa deuxième partie, seront représentées les solutions usuelles de compensation de ces perturbations, avec un intérêt particulier pour les différents types de filtrage.

I.2. Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est considérée comme une combinaison de la qualité de la tension et de la qualité du courant. Cependant le terme « qualité du courant » est rarement utilisé, car la qualité du courant est étroitement lié à la qualité de la tension et la nature des charges. Pour cette raison, « la qualité de l'énergie électrique » est souvent réduite à « la qualité de la tension » [1]. La qualité de cette énergie dépend directement de la qualité de la tension aux points de raccordement de la charge au réseau *PCC*.

L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions laquelle est caractérisée, dans le cas idéal, par les paramètres suivants [1], [2] :

- *équilibre et symétrie parfaite des trois tensions en amplitude et en déphasages relatifs;*
- *stabilité de la fréquence;*
- *forme d'onde parfaitement sinusoïdale.*

I.2.1. Perturbations harmoniques

Les perturbations sont tous les phénomènes internes ou externes au réseau ayant un pouvoir de modifier d'une manière transitoire ou permanente en amplitude et /ou en forme les grandeurs électriques du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur

l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental. Le domaine de fréquence qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre l'harmonique 2 et celui du rang 40 [3], mais on peut également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples entières de la fréquence fondamentale.

On peut alors distinguer [4] :

- les altérations de l'onde de tension (harmonique, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes ;
- les creux de tension, surtension et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes ;
- les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période.

I.2.2. Origine des harmoniques

La cause principale de l'existence des harmoniques de tension est l'injection des courants non sinusoïdaux par des charges dites non linéaires. Ces charges sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présentée sur le réseau. Dans ce cas-là, le courant absorbé par les charges non linéaires peut être généralement modélisé comme l'addition de plusieurs sources de courant, une pour chaque composante fréquentielle, mises en parallèle comme le montre la Figure I.1 [5], [6] :

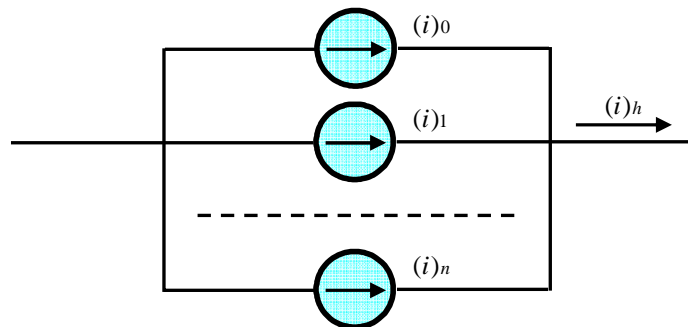


Fig. I.1. Modélisation d'une charge non-linéaire.

La façon la plus simple de représenter un courant non sinusoïdal est de considérer sa série de Fourier jusqu'à un rang significatif, c'est-à-dire en représentant les fréquences discrètes qui composent ce signal avec une précision souhaitée et une complexité acceptée [5], [6].

Le contenu harmonique de son courant est donné par la relation (I.1.) :

$$(i)_h = (i)_0 + (i)_1 + \dots + (i)_n = (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_n) \quad (\text{I.1})$$

Dans le cas d'un système triphasé équilibré, le modèle de la charge sera :

$$\begin{cases} (i_1)_h = (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \phi_n) \\ (i_2)_h = (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1 - \frac{2\pi}{3}) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \phi_n - n\frac{2\pi}{3}) \\ (i_3)_h = (I)_0 + (I)_1 \sqrt{2} \cos(\omega t + \phi_1 + \frac{2\pi}{3}) + \dots + (I)_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \phi_n + n\frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.2)$$

Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types [4] :

1.2.2.1. Source harmonique identifiable

Les équipements dotés de dispositifs de l'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cycloconvertisseurs de puissances unitaires importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tensions sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur de l'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer des moyens nécessaires à la réduction de cette perturbation.

1.2.2.2. Source harmonique non identifiable

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électro-domestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les microordinateurs. Vue leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent de courants harmoniques non négligeables au réseau. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique.

1.2.3. Caractérisation des perturbations harmoniques

Plusieurs critères sont définis pour caractériser les perturbations. Le taux de distorsion harmonique et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive.

1.2.3.1. Le taux de distorsion harmonique

On utilisera le terme *THD* (*Total Harmonic Distortion*) pour désigner le taux de distorsion harmonique. Le *THD* s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de signal déformée. Deux taux de distorsion harmonique sont distingués [2] :

- le taux de distorsion harmonique en courant, noté THD_i ,
- le taux de distorsion harmonique en tension, noté THD_v ,

Le premier s'exprime sous la forme :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} \quad (I.3)$$

Avec : I_1 la valeur efficace du courant fondamental et I_h les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant.

Le THD_i ne dépend que des valeurs efficaces du courant de charge. En revanche, le THD_v est fonction des courants harmoniques, caractérisant la charge, et de l'impédance de court-circuit, imposée par le réseau :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{V_1} \right)^2} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{|Z_{cc}^h| I_h}{V_1^2} \right)} \quad (I.4)$$

V_1 : désigne la valeur efficace de v_1 .

Ainsi, plus les impédances Z_{cc}^h ($h > 1$) sont faibles, plus la distorsion en tension est faible.

1.2.3.2. Le facteur de puissance

Le facteur de puissance est défini dans le cas général par le rapport de la puissance active sur la puissance apparente :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos(\phi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (I.5)$$

En présence des harmoniques, on définit la notion de puissance déformante D permettant de rendre compte des harmoniques. Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (I.6)$$

L'expression du facteur de puissance peut alors se mettre sous la forme suivante :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (I.7)$$

On voit bien que la puissance déformante dégrade le facteur de puissance.

I.2.4. Conséquences de la distorsion harmonique

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont l'échauffement, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques et le risque d'excitation de résonance [2], [6], [7] :

- **Echauffement**

Les pertes par effet Joule se décomposent en la somme des pertes issues du fondamental et de celles engendrées par les harmoniques :

$$P_J = RI^2 = RI_1^2 + R \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2 \quad (\text{I.8})$$

Ces pertes supplémentaires occasionnées par la présence des courants harmoniques réduisent le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs,...etc.

- **Dysfonctionnement de certains équipements**

En présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés.

- **Interférences dans les systèmes de communication**

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de communication peut provoquer des interférences. Le courant circulant dans le réseau électrique engendre un champ magnétique qui induit un courant dans les conducteurs des réseaux de communication. L'importance des interférences est fonction de l'amplitude et de la fréquence des courants électriques ainsi que de l'importance du couplage électromagnétique entre les réseaux.

- **Excitation des résonances**

Des équipements constitués de capacités ou d'inductances peuvent avoir des fréquences de résonance proches de celles des harmoniques. Ainsi, les harmoniques sont amplifiées et il peut apparaître des surtensions ou des surintensités qui détériorent les câbles, font disjoncter les fusibles.

I.2.5. Normes et réglementations

Afin de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques et en même temps pour limiter l'influence des charges sur le réseau de façon à éviter la modification de ses caractéristiques, des normes sur la qualité de l'énergie ont été imposées.

La *CEI* (*Commission Electrotechnique Internationale*) et l'*IEEE* (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) sont les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine de l'électrotechnique. La *CEI* est un organisme officiel composé de comités nationaux de 63 pays, tandis que l'*IEEE* est une association professionnelle. Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial mais n'ont pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées [8].

Afin de faciliter la connaissance des normes pour chaque domaine, les normes *CEI* qui couvrent tous les domaines de l'électrotechnique sont numérotées et référencées comme par exemple *CEI 61000* sur la compatibilité électromagnétique et *CEI 60063* qui définit les séries de valeurs normalisées pour les résistances et condensateurs.

Au niveau international (*CEI*), les normes *CEI-1000* définissent les niveaux des courants et des tensions harmoniques à respecter. Le Tableau I.1 présente la norme *CEI-1000-3-2* qui fixe la limitation des courants injectés dans un réseau public basse tension pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A. Il s'agit là des appareils du domaine domestique. Aussi, du fait de leur puissance, les équipements industriels sont exclus du champ d'application de cette norme [9].

Tableau I.1
Limites des composantes harmoniques en courant.

Harmoniques impaires		Harmoniques paires	
Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)	Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	8 ≤ h ≤ 40	0.23*8/h
11	0.33		
13	0.21		
15 ≤ h ≤ 39	0.15*15/h		

Les limitations en tension harmonique que les clients de *EDF* doivent respecter sont [7] :

- pour un harmonique pair : $\frac{V_h}{V_1} \leq 0.6 \%$;
- pour un harmonique impair : $\frac{V_h}{V_1} \leq 1 \%$;
- pour le taux de distorsion global de tension : $THD < 1.6\%$.

Il est d'usage de dire que, dans les installations industrielles, les tensions harmoniques dont le *THD* est inférieur à 5 % ne produisent pas d'effet notable. Entre 5 % et 7 % on commence à observer des effets, et pour plus de 10 % les effets sont quasi certains.

D'autre part, la norme principale, *IEEE 519-1992, recommended practices and requirements for harmonic control in power systems*, détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique. Elle impose également les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau [10]. Cette norme limite la distorsion harmonique *THD* du courant des réseaux < 69 kV à 5 %.

I.3. Solutions de dépollution des réseaux électriques

Plusieurs solutions ont été envisagées pour réduire la propagation des harmoniques et améliorer la qualité d'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux types : traditionnelles et modernes.

I.3.1. Solutions traditionnelles

Les solutions les plus simples et les premières utilisées sont des solutions passives ou des modifications structurelles pour traiter directement les harmoniques. Elles utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et /ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. En général, les filtres passifs sont connectés en parallèle avec les charges génératrices d'harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électriques,...etc.).

L'association d'éléments capacitifs et inductifs en parallèle avec la charge polluante permet d'obtenir une résonance série accordée sur les rangs harmoniques à éliminer. Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur la Figure I.2 [11].

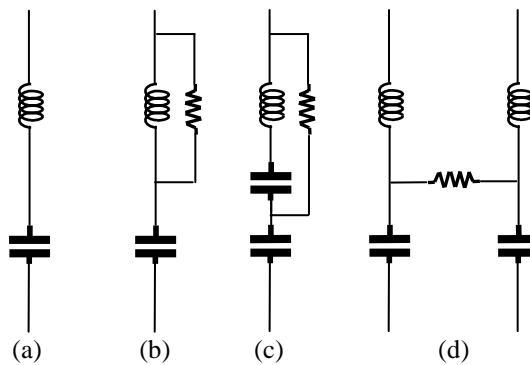


Fig. I.2. Différentes types de filtres harmoniques passifs.

On différencie quatre types de filtres passifs : les filtres réglés à des fréquences déterminées, les filtres passe-haut, les filtres passe-bas et les filtres passe-bande. Le choix le plus commun pour le redresseur à thyristors de haute puissance consiste à utiliser une combinaison de plusieurs filtres réglés à une seule fréquence (sur les harmoniques 5, 7, 11 et 13) et un filtre passe haut du deuxième ordre réglé autour de la fréquence de l'harmonique 17 comme le montre la Figure I.3 [6].

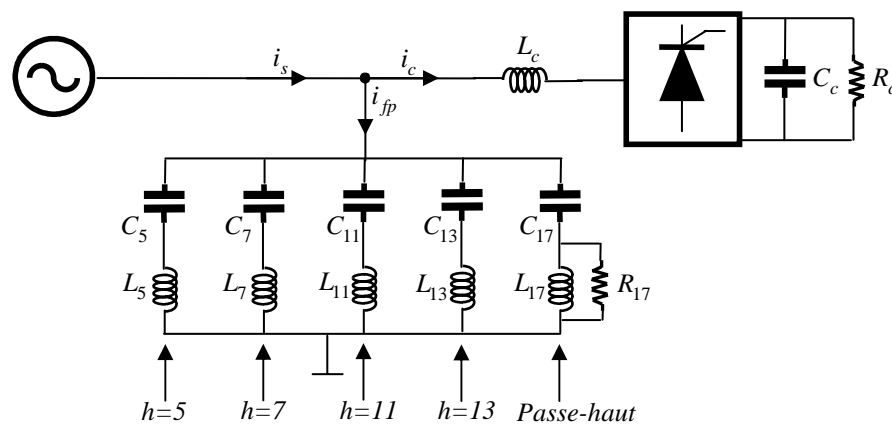


Fig. I.3. Combinaison de filtres passifs pour redresseur à thyristors.

La fonction de transfert de ces filtres passifs est donnée ci-après :

$$G(s) = \frac{\frac{1}{L_5} s}{s^2 + \frac{1}{C_5 L_5}} + \frac{\frac{1}{L_7} s}{s^2 + \frac{1}{C_7 L_7}} + \frac{\frac{1}{L_{11}} s}{s^2 + \frac{1}{C_{11} L_{11}}} + \frac{\frac{1}{L_{13}} s}{s^2 + \frac{1}{C_{13} L_{13}}} + \frac{\frac{1}{R_{17}} s^2 + \frac{1}{L_{17}} s}{s^2 + \frac{1}{R_{17} C_{17}} s + \frac{1}{L_{17}}} \quad (I.9)$$

Où L , R et C représentent les différents paramètres du filtre de connexion.

Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter plusieurs inconvénients [2], [7], [8], [12] :

- *une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire ;*
- *manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge ;*
- *équipements volumineux ;*
- *problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.*

I.3.2. Solutions modernes

Le remarquable progrès dans le domaine des semi-conducteurs rapides de puissance à permis la promotion de nouvelles structures de convertisseur telles les filtres actifs et les redresseurs à *MLI*. Leurs utilisations permettent d'éviter des problèmes aux équipements à base d'éléments passifs. De plus, ces nouvelles techniques sont économiques et deviennent de plus en plus intéressantes [13].

Les avantages de ces filtres actifs par rapport aux filtres passifs sont les suivants [14] :

- *le volume physique du filtre est plus réduit ;*
- *la capacité de filtrage est supérieure ;*
- *la flexibilité et adaptabilité sont très supérieures.*

Pourtant, ils possèdent aussi quelques inconvénients [11] :

- *leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie ;*
- *l'absence de réglementation spécifique n'incite pas leur intégration ;*
- *les pertes sont légèrement plus élevées.*

Le but de ces filtres est d'engendrer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension soient rendus sinusoïdaux [2]. Le filtre actif est connecté en série ou en parallèle suivant qu'il est conçu respectivement pour compenser les tensions ou les courants harmoniques.

I.3.2.1. Filtre actif parallèle

Le *filtre actif parallèle*, appelé aussi compensateur shunt *SAPF*, Il est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il est commandé de façon à injecter au réseau

des courants harmoniques égaux à ceux générés par la charge polluante mais de phases opposées, le courant côté réseau est alors sinusoïdal [7].

Sur la Figure I.4 apparaît le synoptique d'un *filtre actif parallèle*. Le filtre actif est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie. Ainsi, l'inductance en sortie de l'onduleur donne la nature de source de courant au filtre actif. La capacité joue le rôle d'une source de tension continue, la tension à ses bornes doit obligatoirement être régulée.

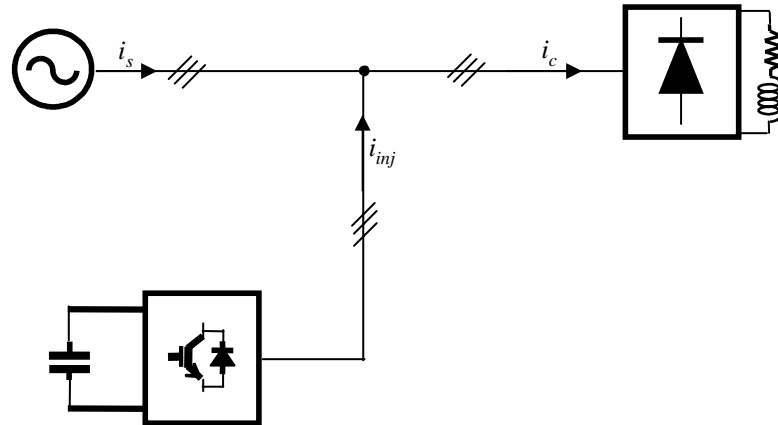


Fig. I.4. Filtre actif parallèle.

I.3.2.2. Filtre actif série

Dans cette configuration, le filtre est placé en série sur le réseau comme le montre la Figure I.5. Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les surtensions,... etc. En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [2].

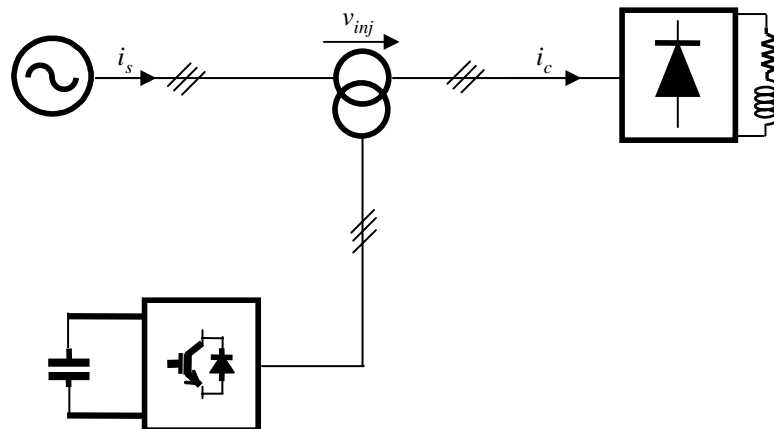


Fig. I.5. Filtre actif série.

I.3.2.3. Filtre combiné parallèle-série

D'après ce qui précède, ni l'un ni l'autre des deux types de filtre actif n'est capable de réaliser un filtrage complet donnant une tension sinusoïdale côté charge et un courant côté réseau exempt d'harmonique. Cet objectif peut être réalisé en utilisant un filtre actif mixte

composé de deux filtres actifs, l'un connecté en série avec la charge l'autre en parallèle avec celle-ci, comme le montre la Figure I.6. Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle-série actifs ou *Unified Power Quality Conditioner (UPQC)*. Les tensions harmoniques provenant du réseau sont éliminées par le filtre série fonctionnant en générateur de tension tandis que les courants harmoniques absorbés par la charge polluante sont compensés par le filtre actif parallèle, générateur de courant [4].

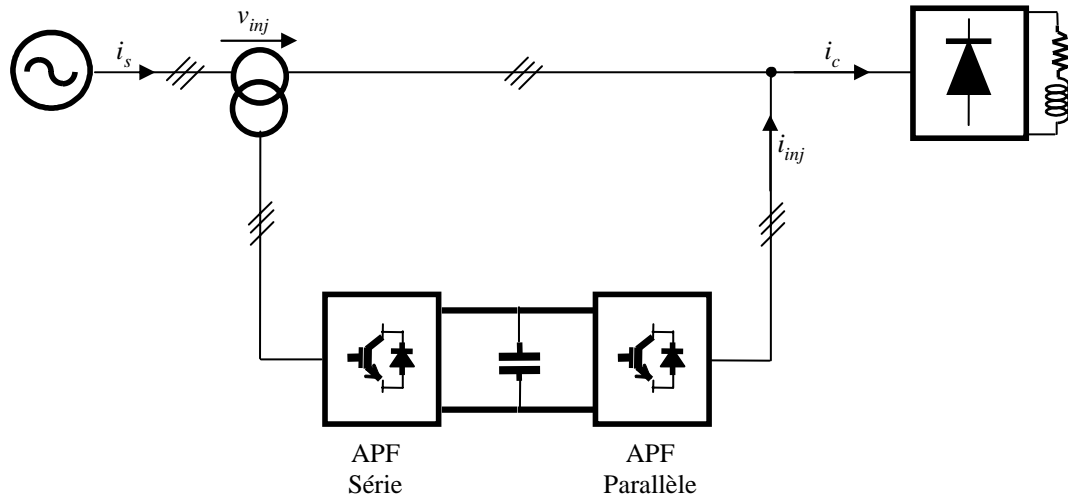


Fig. I.6. Filtre combiné parallèle-série (UPQC).

I.3.2.4. Filtre actif hybride

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Plusieurs configurations sont possibles combinant éléments passifs et filtre actif série ou parallèle [15], [16] :

- le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles ;
- le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles ;
- le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

La Figure I.7 montre l'une des configurations les plus récentes [17].

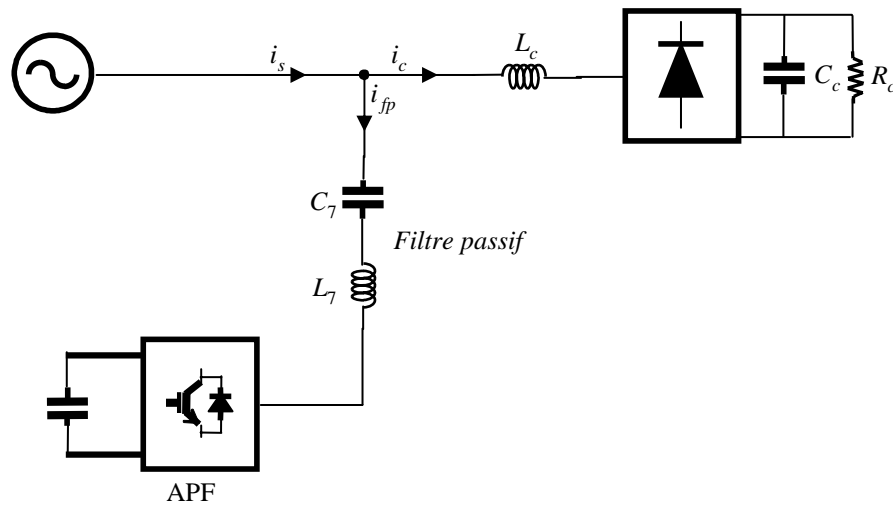


Fig. I.7. Filtre actif hybride.

I.3.2.5. Filtre actif multiniveaux

L'utilisation limitée des filtres actifs est due en partie aux coûts structurels mais aussi à la limitation des interrupteurs de puissance à travailler à haute tension. Les onduleurs multiniveaux présentent comme principal avantage la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance [18].

Pour les applications de filtrage actif, ces topologies ont donc été sujets de recherche très tôt avec la topologie *NPC* [19]. De nombreuses publications concernent les applications multiniveaux avec les différentes topologies *NPC*, multicellulaire, ou à convertisseurs imbriqués [20]. De nombreuses configurations possibles des filtres actifs à base d'onduleur multiniveaux ont été étudiées dans la littérature [21], [22], [23], [24], [25].

I.4. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons exposé une idée générale sur la notion d'harmoniques, et principalement sur leurs sources, leurs caractéristiques, leurs influences sur les réseaux de distribution d'énergie et sur les récepteurs raccordés à un réseau pollué. Ces influences sont à l'origine d'échauffements et de dégradations du fonctionnement de ces équipements. Les normes imposées ont été également présentées. Elles fixent les limites de la génération d'harmoniques. Ensuite, pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions existantes, notamment les techniques de filtrage et compensation à base d'éléments passifs présentent de nombreux inconvénients qui peuvent être l'origine de problèmes d'harmoniques supplémentaires. Afin de palier à ces problèmes, nous avons présenté les différentes structures de *filtre actif parallèle* et *série* avec leurs combinaisons, en plus, la structure multiniveaux.

Chapitre II

Etude de la Structure et des Stratégies de Commande de Filtre Actif Parallèle à Deux Niveaux

L'étude bibliographique montre que parmi les solutions modernes de dépollution des réseaux électriques des courants perturbateurs, le *filtre actif parallèle* est la solution la plus adaptée. Dans ce chapitre, nous nous intéressons uniquement au *filtre actif parallèle* à deux niveaux de tension afin de compenser les harmoniques produits par la charge polluante. Nous étudierons la structure de l'onduleur à deux niveaux et sa modélisation. Puis, nous présentons une brève présentation des différentes approches d'identification des courants harmoniques. Nous étudierons en détail la méthode des puissances instantanées $p-q$. Cette méthode ne permet pas d'identifier correctement les courants de référence lorsque les tensions de source sont déséquilibrées et/ou déformées. Nous proposerons alors, une autre méthode d'identification des courants de référence, appelée méthode $p-q$ modifiée.

Nous traiterons dans la dernière partie, la boucle interne de contrôle de courant du *SAPF* et la régulation de la tension du bus continu afin d'assurer le rôle de source continue. Nous clôturerons ce chapitre par la description du banc d'essai expérimental réalisé au laboratoire et par l'analyse et l'interprétation des résultats expérimentaux obtenus.

Sommaire

II.1. Introduction.....	18
II.2. Structure de SAPF à deux niveaux	18
II.3. Contrôle du SAPF à deux niveaux.....	21

II.4. Résultats de simulation	34
II.5. Résultats expérimentaux	40
II.6. Conclusion	45

II.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons rappelé les différentes origines des perturbations affectant les réseaux électriques basse tension et les solutions de dépollution existantes, notamment le *filtre actif parallèle*. Ce compensateur actif de puissance est composé de deux parties, à savoir une partie puissance et une partie commande. La partie puissance se compose d'un onduleur, d'un filtre de couplage et d'un élément passif lui servant de source d'énergie. La partie commande, sert au contrôle de la commutation des éléments semi-conducteurs formant l'onduleur de la partie puissance. Au moyen de stratégies de contrôle appropriées, il est possible de générer des signaux harmoniques à la sortie de l'onduleur servant à compenser ceux présents sur le réseau électrique. Cependant, l'efficacité du compensateur actif se résume dans son algorithme implanté qui est capable de réaliser les deux fonctions suivantes :

- *générer les courants de référence à l'aide d'algorithmes d'identification ;*
- *contrôler l'onduleur afin de reproduire exactement ces courants harmoniques.*

Ce chapitre comporte trois parties, la première partie décrit la structure générale du filtre actif parallèle à deux niveaux. La deuxième partie, consiste à étudier les deux méthodes de calcul des courants de référence. Nous traitons dans la dernière partie le contrôle des courants du filtre actif par un procédé classique utilisant la technique de commande par *MLI* avec un régulateur proportionnel. Des validations par simulation et expérimentation seront effectuées et représentées.

II.2. Structure de SAPF à deux niveaux

La partie puissance d'un *SAPF* à deux niveaux, comme on peut le voir sur la Figure II.1, est constituée par :

- *un onduleur de tension;*
- *un circuit capacitif de stockage de l'énergie;*
- *un filtre de sortie.*

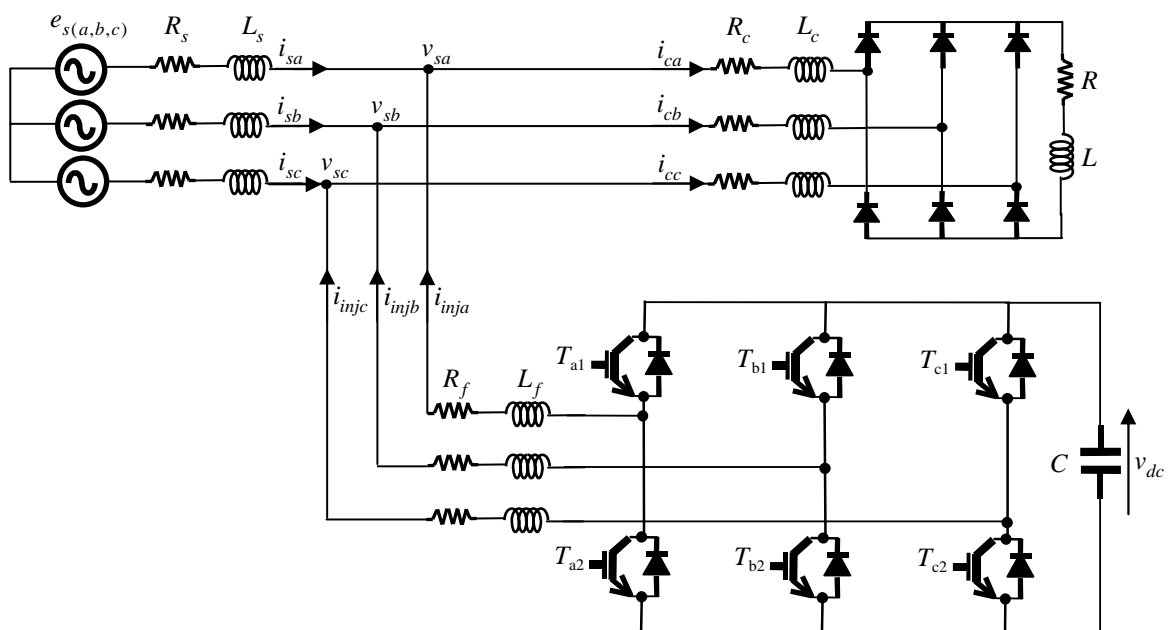


Fig. II.1. Circuit de puissance du filtre actif parallèle deux à niveaux proposé.

II.2.1. Onduleur de tension à deux niveaux

II.2.1.1. Structure générale

L'onduleur triphasé de tension à deux niveaux à base d'*IGBT* est constitué de six interrupteurs bidirectionnels en courant (commandés à l'amorçage et au blocage) conduisant le courant dans les deux directions grâce aux diodes en antiparallèles. Il est associé généralement à deux étages passifs l'un du côté continu et l'autre du côté alternatif. L'étage passif du côté alternatif, a comme fonction principale le filtrage, il est constitué d'inductance de sortie. Celui du côté continu assure le stockage de l'énergie par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} de tension v_{dc} .

II.2.1.2. Tension générées par l'onduleur

L'onduleur de tension deux niveaux délivre, en sortie, deux niveaux de tensions v_{dc} et 0, en fonction des états des interrupteurs. En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la Figure II.1 dépendent de l'état de trois signaux de commande [26].

Pour chaque interrupteur T_{ki} ($k=a, b, c$ $i=1, 2$), on définit une fonction de commutation S_{ki} :

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante:

$$S_{k2} = 1 - S_{k1} \quad (\text{II.2})$$

Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue « o » peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{II.3})$$

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = 3 \begin{bmatrix} v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bo} - v_{co} \\ v_{co} - v_{ao} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{b1} \\ S_{b1} - S_{c1} \\ S_{c1} - S_{a1} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{II.4})$$

Ainsi, on peut facilement exprimer les tensions v_{kn} ($k=a, b, c$) en fonction des fonctions de commutation S_{ki} comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2S_{a1} - S_{b1} - S_{c1} \\ -S_{a1} + 2S_{b1} - S_{c1} \\ -S_{a1} - S_{b1} + 2S_{c1} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{II.5})$$

Puisque les variables S_{ai} , S_{bi} et S_{ci} prennent chacune deux valeurs, il en résulte huit combinaisons de commande, qui sont présentées dans le Tableau II.1.

Tableau II.1
Tensions en sortie de l'onduleur.

vecteur	S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	v_{fa}	v_{fb}	v_{fc}
v_0	0	0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
v_2	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$
v_3	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
v_4	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
v_5	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
v_6	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
v_7	1	1	1	0	0	0

II.2.1.3. Représentation vectorielle des tensions générées

Le fonctionnement de l'onduleur de tension, en particulier en ce qui concerne les tensions de phases, il est commode de représenter les tensions fournies par l'onduleur dans un repère orthogonal (α, β) [27].

Dans le plan (α, β) , on aura:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

La Figure II.2 présente les tensions générées par l'onduleur sous forme d'un vecteur, il y a huit positions possibles, six se trouvent aux sommets d'un hexagone (v_1 à v_6) de module $\sqrt{2/3}v_{dc}$ et deux positions à l'origine, de module nul (v_0 et v_7).

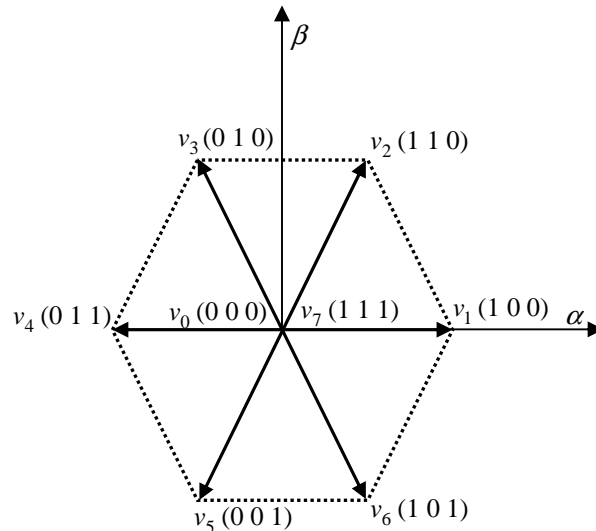


Fig. II.2. Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

II.3. Contrôle du SAPF à deux niveaux

La partie contrôle d'un SAPF réalise quatre fonctions principales :

- l'identification des courants de référence ;
- la régulation de la tension continue ;
- la régulation du courant injecté sur le réseau à partir de l'onduleur de tension ;
- la commande de l'onduleur de tension.

II.3.1. Identification des courants harmoniques

Les méthodes d'identification des grandeurs harmoniques sont classées dans deux domaines, fréquentiel et temporel [28].

La première est basée sur la transformée de Fourier de la tension ou du courant non sinusoïdal pour en extraire les harmoniques de compensation. Cet algorithme présente la difficulté de nécessiter beaucoup de calcul surtout lorsque on augmente le nombre d'harmoniques à éliminer ; il en résulte un temps de réponse élevé [7].

La deuxième approche est basée sur la comparaison instantanée des grandeurs de compensation harmonique de référence, sous forme de tension ou de courant, aux grandeurs harmoniques réels. Beaucoup de méthodes entrent dans cette famille, notamment la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées.

On distingue des méthodes d'extraction globale (tous les harmoniques à compenser sont présents dans la référence) et sélective (les harmoniques à compenser sont choisis et limités) [29]. Le choix de la méthode dépendra des objectifs fixés : compensation de tous les courants harmoniques, compensation sélective de certaines harmoniques, compensation des harmoniques dans des cas de configurations défavorables susceptibles de survenir dans les réseaux triphasés industriels, car la tension du réseau est souvent perturbée ou déformée. Pour générer les courants de référence servant à la commande du filtre actif, nous avons opté pour deux méthodes : méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées et méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées modifiée.

II.3.1.1. Méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées

Parmi toutes les méthodes présentées dans la littérature, nous avons choisi de mettre en œuvre la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées, car elle est d'une grande souplesse en permettant de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation [7].

La méthode des puissances instantanées introduite par H. Akagi *et al.* [30], [31] exploite la transformation de Concordia des tensions aux points de raccordement du *filtre actif parallèle* et des courants absorbés par la charge polluante, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées.

Notons respectivement par (v_α, v_β) et (i_α, i_β) les composantes orthogonales de Concordia associées aux tensions v_{sk} ($k = a, b, c$) et aux courants i_{ck} . La transformation de Concordia permet d'écrire, les deux relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Les puissances réelle et imaginaire instantanées, notées respectivement p et q , sont définies par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

En remplaçant les tensions et les courants diphasés par leur homologues triphasés, nous obtenons :

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = v_{sa} i_{ca} + v_{sb} i_{cb} + v_{sc} i_{cc} \quad (\text{II.10})$$

De même, pour la puissance imaginaire on a :

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{sc} - v_{sb}) i_{ca} + (v_{sa} - v_{sc}) i_{cb} + (v_{sb} - v_{sa}) i_{cc}] \quad (\text{II.11})$$

Les composantes des puissances réelle et imaginaire instantanées s'expriment comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative, ce qui nous permet d'écrire [32], [33] :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Où :

\bar{p}, \bar{q} sont les composantes continues de p et q ;

\tilde{p}, \tilde{q} sont les composantes alternatives de p et q .

L'inverse de l'équation (II.9) des puissances active et réactive permet d'établir la relation (II.13) des courants i_α et i_β :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

En considérant les équations (II.12) et (I.13), nous pouvons séparer le courant dans le repère (α, β) en trois composantes, active et réactive à la fréquence fondamentale et somme des harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \left\{ \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{II.14})$$

Maintenant, si on souhaite également compenser la puissance réactive, ainsi que les courants harmoniques générés par les charges non linéaires, le signal de référence du *filtre actif parallèle* doit inclure \tilde{p}, \bar{q} et \tilde{q} . Dans ce cas, les courants de référence sont calculés par:

$$\begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Les courants triphasés sont obtenus à partir des courants diphasés $i_{ref\alpha}$ et $i_{ref\beta}$ par la transformation inverse de Concordia. Ces courants représentent les perturbations et deviennent les courants de référence qui sont à injecter en opposition de phase sur le réseau électrique pour éliminer les harmoniques.

$$\begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref\alpha} \\ i_{ref\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Il est évident, d'après la relation (II.14), que pour identifier une des trois composantes, par exemple les courants harmoniques, les parties alternatives des puissances réelles et imaginaires doivent être séparées des parties continues. Cette séparation peut être réalisée en utilisant deux filtres, le premier pour isoler la partie \bar{p} de la puissance active instantanée, le second pour isoler la partie \bar{q} de la puissance réactive instantanée, comme le présente la Figure II.3.

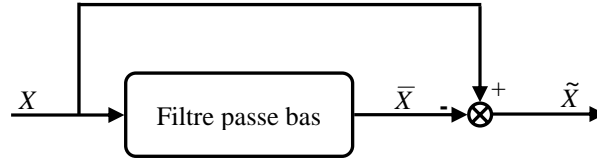


Fig. II.3. Schéma représentant le principe de séparation des puissances.

La relation suivante donne l'expression générale d'un filtre passe-bas du deuxième ordre :

$$F_{pb}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi_0\omega_0s + \omega_0^2} \quad (\text{II.17})$$

Avec:

- $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 est la fréquence de coupure du filtre ;
- s : l'opérateur de Laplace ;
- ξ_0 : dépassement.

Le schéma de la Figure II.4 illustre les différentes étapes permettant l'obtention des courants de référence par la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées.

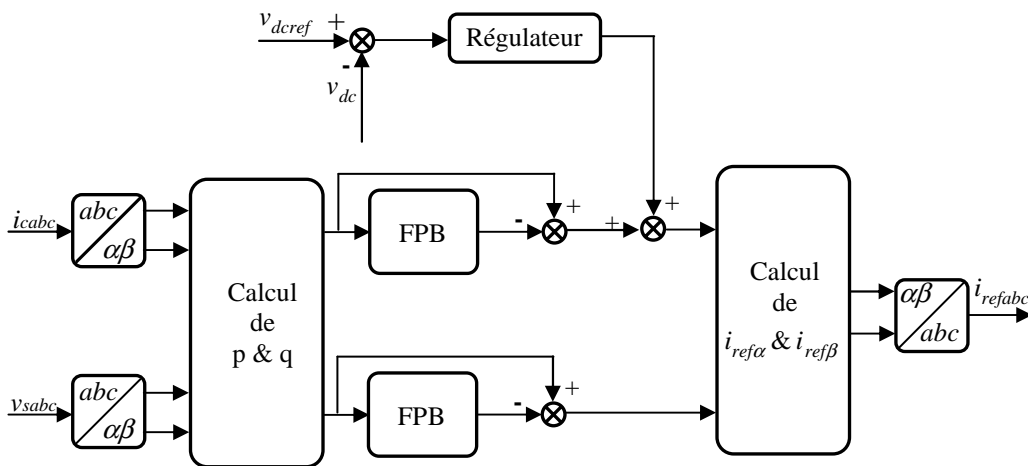


Fig. II.4. Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées.

Suivant la fonction que nous donnons au filtre actif de puissance, nous pouvons compenser soit les harmoniques de courant et l'énergie réactive ou uniquement l'un des deux. Le Tableau II.2 résume les modes de compensations possibles [33].

Tableau II.2
Les modes de compensation de la commande des puissances instantanées.

Paramètres de contrôle	
Compensation des harmoniques de courant	$p_f = \tilde{p}$ et $q_f = \tilde{q}$
Compensation de l'énergie réactive	$p_f = 0$ et $q_f = \bar{q}$
Compensation des harmoniques de courant et de l'énergie réactive	$p_f = \tilde{p}$ et $q_f = q$

II.3.1.2. Méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées modifiée

II.3.1.2.1. Principe du FMV

Son principe de base s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok. Il est basé directement sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux d'entrée (tension ou courant), suivant les axes (α, β) [34], [35], [36], [37]. La fonction de transfert de ce filtre est alors la suivante :

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(s + K) + j\omega_c}{(s + K)^2 + \omega_c^2} \quad (\text{II.18})$$

Où ω_c est défini par :

$$\omega_c = \varepsilon.n.\omega_f \quad (\text{II.19})$$

Avec :

- ω_c : la pulsation de coupure du filtre ;
- ω_f : la pulsation de la composante fondamentale du signal d'entrée ;
- n : le rang de la composante du signal à filtrer ;
- ε : une constante égale à ± 1 (composante directe ($\varepsilon = 1$) ou inverse ($\varepsilon = -1$)) ;
- K : une constante positive ;
- $x_{\alpha\beta}$: les signaux d'entrée du FMV (tension ou courant) ;
- $\hat{x}_{\alpha\beta}$: les signaux de sortie du FMV.

A partir de l'équation (II.18) et après un court développement, nous pouvons établir les deux expressions suivantes :

$$\hat{X}_\alpha(s) = \frac{K(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_c^2} X_\alpha(s) - \frac{K\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} X_\beta(s) \quad (\text{II.20})$$

$$\hat{X}_\beta(s) = -\frac{K\omega_c}{(s+K)^2 + \omega_c^2} X_\alpha(s) + \frac{K(s+K)}{(s+K)^2 + \omega_c^2} X_\beta(s) \quad (\text{II.21})$$

Les équations (II.20) et (II.21) peuvent également être exprimées sous la forme :

$$\hat{X}_\alpha(s) = \frac{K}{s} [X_\alpha(s) - \hat{X}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{X}_\beta(s) \quad (\text{II.22})$$

$$\hat{X}_\beta(s) = \frac{K}{s} [X_\beta(s) - \hat{X}_\beta(s)] + \frac{\omega_c}{s} \hat{X}_\alpha(s) \quad (\text{II.23})$$

La Figure II.5 présente le schéma bloc du filtre multi-variable.

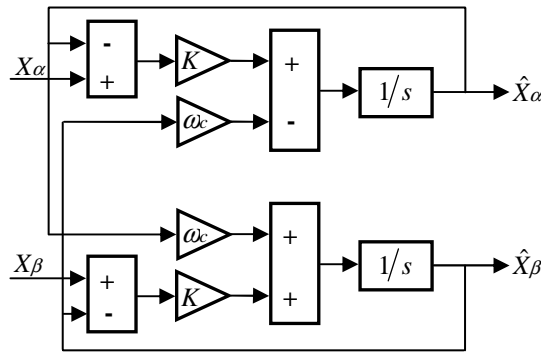


Fig. II.5. Schéma bloc du FMV.

II.3.1.2.2. Extraction des courants harmoniques

Contrairement aux filtres passe bas, les filtres multi-variables offrent la possibilité d'extraire d'une manière précise les courants harmoniques dans le repère (α, β) . La Figure II.6 présente le schéma modifié de l'identification des courants de référence par la méthode des puissances instantanées en employant des FMVs.

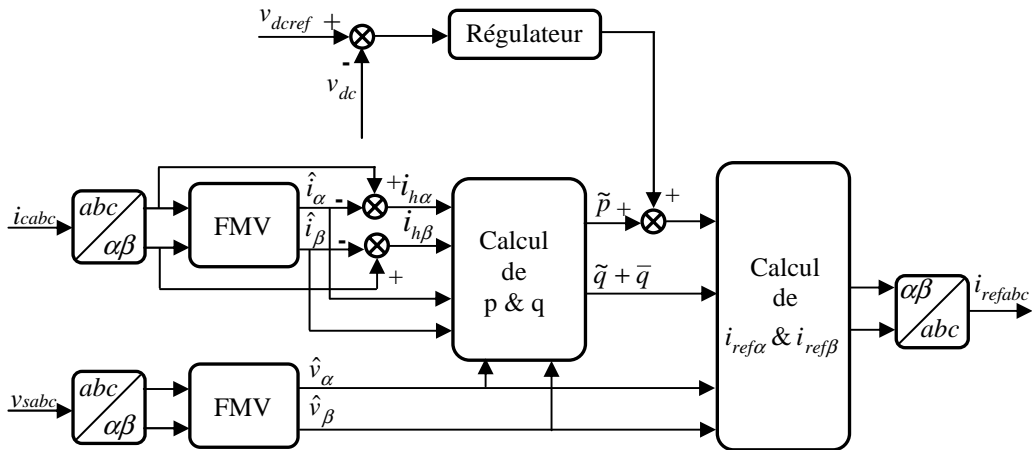


Fig. II.6. Schéma de principe de la méthode d'identification des puissances instantanées modifiée.

Quant aux courants diphasés d'axes (α, β) , ils peuvent être définis comme la somme d'une composante fondamentale et d'une composante harmonique :

$$\begin{cases} i_\alpha = \hat{i}_\alpha + i_{h\alpha} \\ i_\beta = \hat{i}_\beta + i_{h\beta} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Après isolation des composantes fondamentales en tension notées $\hat{v}_{\alpha\beta}$, et des courants harmoniques $i_{h\alpha\beta}$, nous pouvons alors calculer les composantes alternatives des puissances réelle \tilde{p} et imaginaire \tilde{q} instantanées par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ -\tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha & \hat{v}_\beta \\ -\hat{v}_\beta & \hat{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{h\alpha} \\ i_{h\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Avec $i_{h\alpha}$ et $i_{h\beta}$ définis par:

$$i_{h\alpha} = (i_{\alpha d} - \hat{i}_{\alpha d}) + (i_{\alpha inv} - \hat{i}_{\alpha inv}) \quad (\text{II.26})$$

$$i_{h\beta} = (i_{\beta d} - \hat{i}_{\beta d}) + (i_{\beta inv} - \hat{i}_{\beta inv}) \quad (\text{II.27})$$

La composante fondamentale de la puissance réactive instantanée est définie par :

$$\bar{q} = \hat{v}_\beta \hat{i}_\alpha - \hat{v}_\alpha \hat{i}_\beta \quad (\text{II.28})$$

Après avoir ajouté à la composante alternative de la puissance active instantanée, la puissance active p_{dc} nécessaire à la régulation de la tension continue v_{dc} , les courants de référence selon les axes (α, β) sont calculés par :

$$i_{ref\alpha} = \frac{\hat{v}_\alpha}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} (\tilde{p} + p_{dc}) + \frac{\hat{v}_\beta}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} (\tilde{q} + \bar{q}) \quad (\text{II.29})$$

$$i_{ref\beta} = \frac{\hat{v}_\beta}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} (\tilde{p} + p_{dc}) + \frac{\hat{v}_\alpha}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} (\tilde{q} + \bar{q}) \quad (\text{II.30})$$

En substituant les équations (II.25) et (II.28) dans les équations (II.29) et (II.30), nous obtenons :

$$i_{ref\alpha} = i_{h\alpha} + i_{q\alpha} + i_{c\alpha} \quad (\text{II.31})$$

$$i_{ref\beta} = i_{h\beta} + i_{q\beta} + i_{c\beta} \quad (\text{II.32})$$

Où $i_{q\alpha}, i_{q\beta}, i_{c\alpha}$ et $i_{c\beta}$ sont définis par :

$$\begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 & -\hat{v}_\beta \\ 0 & \hat{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{v}_\alpha^2 + \hat{v}_\beta^2} \begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha & 0 \\ \hat{v}_\beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Les courants de référence obtenus à partir des équations (II.31) et (II.32) contiennent trois termes :

- Le premier terme correspond aux composantes harmoniques, directes et inverses ;
- Le deuxième terme est le courant réactif destiné à compenser la puissance réactive;
- Le troisième terme est le courant actif destiné à maintenir la tension v_{dc} égale à sa valeur de référence v_{dcref} .

Grâce à la transformation de Concordia inverse, les équations (II.31) et (II.32), permettent de déduire les trois courants de référence.

En plus de la méthode générale d'identification, nous représentons sur la Figure II.4, un bloc de régulation de la tension continue que nous aborderons dans ce qui suit.

II.3.2. Régulation de la tension continue

Pour les petites et moyennes puissances, l'élément de stockage de l'énergie le plus adapté est une capacité placée du coté continu de l'onduleur qui a deux tâches essentielles [14] :

- *en régime permanent, il maintient la tension du bus continu v_{dc} constante avec des faibles oscillations ;*
- *il sert comme élément stockage d'énergie pour compenser la différence de la puissance réelle entre la charge et la source lors des périodes transitoires.*

II.3.2.1. Principe de la régulation

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur constante. Les éléments à l'origine de la variation de la tension moyenne v_{dc} aux bornes du bus continu sont les suivants [9]:

- *les pertes dans les interrupteurs;*
- *les pertes dans les filtres de sortie L_f ;*
- *l'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante.*

Sur la Figure II.4, nous remarquons que suite à un écart entre v_{dcref} et v_{dc} , la puissance p_{dc} à la sortie du régulateur de tension s'ajoute, à un signe près à la puissance active harmonique et donne lieu à un courant fondamental actif supplémentaire corrigeant la tension continue v_{dc} [12], [38].

II.3.2.2. Synthèse du régulateur de tension

Afin d'obtenir la quantité p_{dc} représentant la puissance active nécessaire pour maintenir v_{dc} proche de sa référence v_{dcref} on peut utiliser un simple régulateur type proportionnel [7].

En régime permanent les courants de référence ne contiennent pas de composantes fondamentales et la puissance nécessaire pour compenser les pertes est faible. Dans ce cas, un simple gain est suffisant et pour filtrer les fluctuations à 300Hz, nous proposons d'ajouter un filtre passe-bas du premier ordre en sortie du régulateur [9], [28], [39].

La fonction de transfert du régulateur est donnée par:

$$G_c(s) = \frac{K_c}{1 + \tau_c s} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

- K_c : Gain du régulateur;
- τ_c : Constant de temps.

En négligeant les pertes par commutation dans le filtre actif ainsi que l'énergie stockée dans le filtre de sortie L_f , la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension continue v_{dc} s'exprime par:

$$p_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C v_{dc}^2 \right) \quad (\text{II.36})$$

Pour des faibles variations de v_{dc} autour de v_{dcref} , l'équation (II.36) peut s'écrire:

$$p_{dc} = C v_{dcref} \frac{d}{dt} (v_{dc}) \quad (\text{II.37})$$

Des équations (II.35) et (II.37), la boucle de régulation de la tension continue v_{dc} peut être fonctionnellement représentée par la Figure II.7.

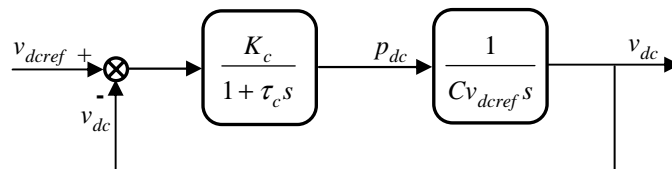


Fig. II.7. Boucle de régulation de la tension continue.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors:

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\zeta_c \omega_c s + \omega_c^2} \quad (\text{II.38})$$

Avec:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{K_c}{C v_{dc\text{ref}} \tau_c}} \quad (\text{II.39})$$

$$\xi_c = \sqrt{\frac{C v_{dc\text{ref}}}{K_c \tau_c}} \quad (\text{II.40})$$

En général, la régulation est stable, mais pour obtenir un amortissement suffisant, le produit $K_c \tau_c$ doit être limité.

II.3.3. Stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux

Les performances du filtre actif, notamment la diminution du *THD* du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des courants de référence, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension [40], [9]. Différentes commandes sont recensées dans la littérature [6], [7]. Deux stratégies principales de commande sont couramment mises en œuvre, à savoir :

- la commande par hystérésis;
- la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (*MLI*).

L'objectif de la commande, que ce soit à *MLI* ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence. On trouve diverse variantes de contrôle par *MLI* : *MLI* calculée, *MLI* à échantillonnage naturel et *MLI* vectorielle.

II.3.3.1. Commande par hystérésis

La commande par hystérésis est simple et bien adaptée pour la commande en courant des convertisseurs statiques. En fait, cette stratégie assure un contrôle satisfaisant du courant sans exiger une connaissance poussée du modèle du système à contrôler ou de ses paramètres. Le schéma de principe de cette technique de commande est illustré sur la Figure II.8. Son principe qui consiste à établir dans un premier temps le signal d'erreur, différence entre le courant de référence i_{ref} et le courant produit par l'onduleur i_{inj} . Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis afin de fixer les ordres de commande des interrupteurs du bras correspondant de l'onduleur [9], [11], [32], [41]. Malgré sa grande robustesse, sa rapidité et la simplicité de son implémentation, cette commande présente cependant un inconvénient majeur : elle ne permet pas de contrôler la fréquence de commutation des semi-conducteurs. Plusieurs travaux sont présentés pour surmonter ce problème, à savoir la commande par hystérésis à bande adaptative [42], [43] [44], [45].

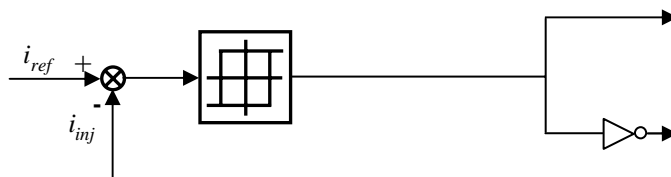


Fig. II.8. Principe de commande des courants par hystérésis.

II.3.3.2. Commande par hystérésis modulée

La commande du courant par hystérésis modulée a été proposée par Nejad *et al.* [46], afin de surmonter l'inconvénient majeur de la commande par hystérésis conventionnelle par la fixation de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance. L'idée de base de cette technique originale consiste à ajouter au courant de référence, un signal triangulaire de fréquence de commutation f_t et d'amplitude A_t . La fréquence f_t doit être choisie égale à la fréquence de commutation que l'on souhaite imposer aux composants de puissance. La Figure II.9 illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis modulée.

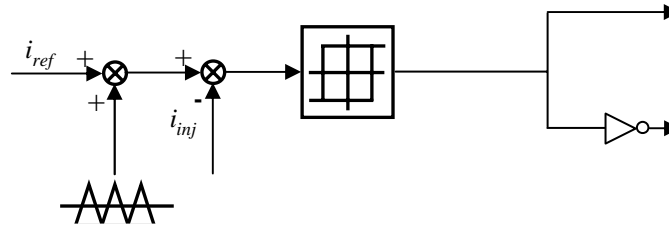


Fig. II.9. Principe de commande des courants par hystérésis modulée.

II.3.3.3. Commande par MLI à échantillonnage naturel

Le schéma de commande par MLI à échantillonnage naturel est illustré sur la Figure II.10. Dans cette méthode, la différence entre le courant référence i_{ref} et le courant du filtre i_{inj} est appliquée à l'entrée d'un régulateur Proportionnel-Intégral *PI*. Le signal de sortie du régulateur, appelé modulatrice, est ensuite comparé à un signal triangulaire de fréquence fixe et suffisamment élevée (porteuse) afin de déterminer les ordres de commutations des interrupteurs. En réalité, cette technique est un peu plus complexe que la commande par hystérésis [9], [5], [47].

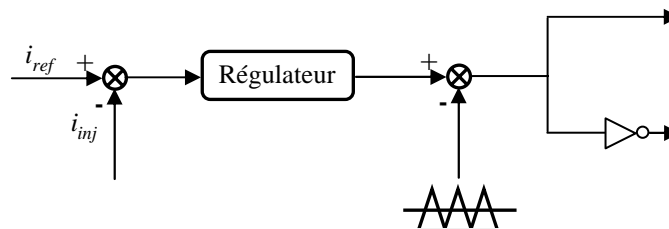


Fig. II.10. Principe de commande des courants par MLI intersective.

II.3.3.4. MLI vectorielle

A la différence de la MLI intersective, dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. En général, la valeur moyenne du vecteur de référence peut être calculée en utilisant plus d'un vecteur par cycle de modulation. Si l'on sélectionne les vecteurs adéquats et si l'on les applique dans l'ordre correct il est possible d'obtenir une fréquence de commutation à la sortie relativement élevée avec une fréquence de commutation réduite au niveau de composante.

La modulation vectorielle diffère, entre autres choses, des techniques intersectives par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps [6].

La référence [28] applique la commande *MLI* vectorielle à un *filtre actif parallèle* à base d'un onduleur de tension à trois niveaux.

II.3.4. Régulation du courant du filtre

Le but de la boucle de régulation du courant est de contrôler le courant à la sortie de l'onduleur. La mise au point d'un régulateur doit prendre en compte les conditions suivantes [32], [41] :

- la bande passante du régulateur doit être assez large afin de ne pas introduire un retard important;
- le fonctionnement de la régulation ne doit pas être perturbé par les harmoniques dus aux découpages de l'onduleur. Ces harmoniques doivent être atténués à la sortie du régulateur.

II.3.4.1. Principe de la régulation

La Figure II.11 montre le modèle électrique équivalent par phase d'un *filtre actif parallèle*, à base d'un onduleur de tension à deux niveaux, connecté entre un réseau alternatif et une charge non linéaire.

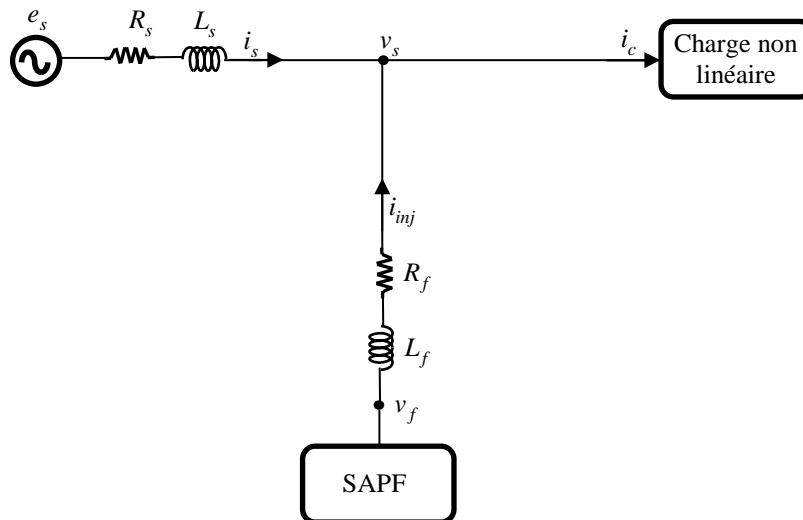


Fig. II.11. Circuit monphasé équivalent d'un filtre actif parallèle.

L'équation qui relie le courant et la tension du filtre actif s'exprime par:

$$v_f = L_f \frac{di_{inj}}{dt} + v_s \quad (II.41)$$

Avec:

L_s , i_s , v_s : inductance, courant et tension au point de raccordement côté source d'alimentation ;

L_f , i_{inj} , et v_f : inductance de sortie, courant et tension du filtre actif.

Notons par Δi la différence entre le courant de référence et le courant mesuré à partir de la relation suivante :

$$\Delta i = i_{ref} - i_{inj} \quad (II.42)$$

Des équations (II.41) et (II.42), on obtient:

$$L_f \frac{d}{dt} \Delta i_{inj} = (v_s + L_f \frac{d}{dt} i_{ref}) - v_f \quad (II.43)$$

Le premier terme de la partie droite de la relation (II.43) peut être défini comme tension de référence (v_{fref}), ce qui nous donne l'expression suivante :

$$v_{fref} = v_s + L_f \frac{d}{dt} i_{ref} \quad (II.44)$$

En réalité, le vecteur v_{fref} est la tension permettant de générer un courant égal à i_{ref} .

II.3.4.2. Synthèse du régulateur du courant

Nous utilisons simplement pour chacune des phases un régulateur proportionnel suivi d'un filtre passe bas du premier ordre. Le rôle de ce filtre est d'atténuer les signaux hautes fréquences venant de la *MLI*. Le schéma de régulation du courant est représenté sur la Figure II.12.

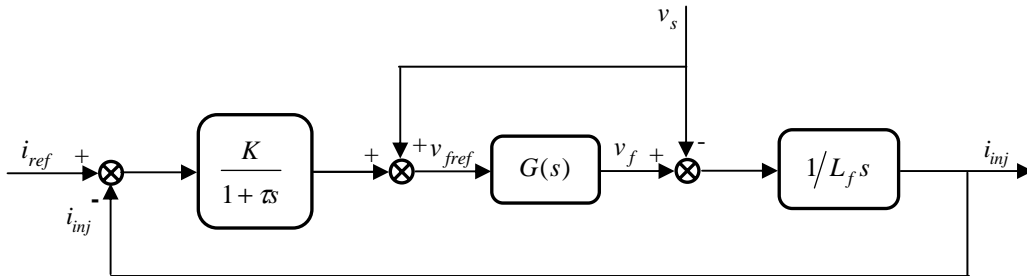


Fig. II.12. Schéma de la régulation des courants du SAPF.

L'onduleur de tension à commande *MLI* est modélisé par un gain G_0 [41] :

$$G_0 = \frac{v_{dc}}{2v_p} \quad (II.45)$$

Avec :

- v_{dc} : tension côté continu de l'onduleur ;
- v_p : amplitude de la porteuse triangulaire.

Pour que v_f soit égal à v_{fref} , nous choisissons G_0 égal à 1. Le schéma de la régulation de courant peut alors se simplifier comme indiqué sur la Figure II.13.

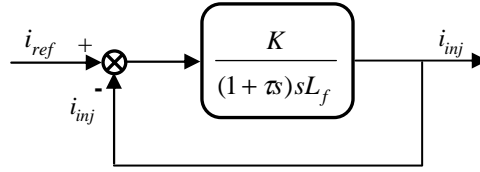


Fig. II.13. Schéma simplifié de la régulation.

La fonction de transfert de la boucle fermée est:

$$\frac{i_{inj}}{i_{ref}} = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (\text{II.46})$$

Avec:

$$\omega_i = \sqrt{\frac{K}{L_f \tau}} \quad \text{et} \quad \xi_i = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_f}{K \tau}} \quad (\text{II.47})$$

II.4. Résultats de simulation

Pour évaluer et comparer les deux méthodes d'identification des courants de référence précédemment étudiées, nous avons procédé à des simulations des tensions du réseau dans conditions idéales ou perturbées. La simulation du système global (source, charge, *SAPF*) est effectuée sous l'environnement *Matlab/Simulink* en utilisant également la *toolbox* « *SimPowerSystems* ». Lors des simulations, la charge polluante est constituée par un pont redresseur triphasé à diodes et le réseau d'alimentation est un réseau triphasé. Le réseau d'alimentation est modélisé par phase par une f.é.m. sinusoïdale en série avec une inductance L_s et une résistance R_s caractérisant l'impédance de court-circuit du réseau. Le redresseur débite dans une charge RL . L'inductance L_c et la résistance R_c à l'entrée du redresseur modélisent l'impédance de ligne et les éventuelles inductances additionnelles mises en oeuvre pour limiter les variations de courant. Le *filtre actif parallèle*, lequel est composé d'un onduleur de tension à deux niveaux. Dans les deux méthodes d'identification, différents cas sont envisagés tel que : tensions de source sinusoïdales équilibrées, tensions de source sinusoïdales déséquilibrées et tensions de source équilibrées contenant des harmoniques. Les paramètres du système utilisés dans ces simulations sont donnés dans le Tableau II.3.

Tableau II.3
Paramètres de simulation d'un filtre actif à deux niveaux.

Paramètre		Valeur numérique
Réseau électrique	E_s	220 V
	Fréquence f	50 Hz
	Résistance R_s	0.25 mΩ
	Inductance L_s	19.4 μH
Charge perturbatrice	Résistance R	26 Ω
	Inductance L	10 mH
	Résistance R_c	1.2 mΩ
	Inductance L_c	0.3 mH
Filtre actif parallèle	Résistance R_f	5 mΩ
	Inductance L_f	3 mH
	Tension v_{dc}	800 V
	Condensateur C	8.8 mF
	Fréquence de commutation	10 kHz

II.4.1. Tensions de source sinusoïdales équilibrées

La Figure II.14 représente les résultats de simulation obtenus par la méthode $p-q$ pour des tensions de source équilibrées. Les formes d'ondes, pour la phase (a), sont données successivement : la tension de source e_{sa} , le courant de la charge i_{ca} , le courant du filtre i_{fa} , et le courant de source i_{sa} . Le spectre harmonique du courant de source avant et après compensation est représenté par les Figures II.14.e et II.14.f. Le taux de distorsion harmonique avant compensation était égale à 28.60 %, après compensation il s'est réduit à 3.01 %.

La Figure II.15 représente les résultats de simulation du $SAPF$ obtenus pour la méthode $p-q$ modifiée pour des tensions de source équilibrées. Les Figures II.15.e et II.15.f représentent respectivement le spectre harmonique du courant de source, dont le THD était de 28.60 % avant compensation, pour se réduire à 3.70 % après compensation. On constate, que pour des conditions idéales, les performances obtenues par ces deux méthodes d'identification sont quasiment identiques.

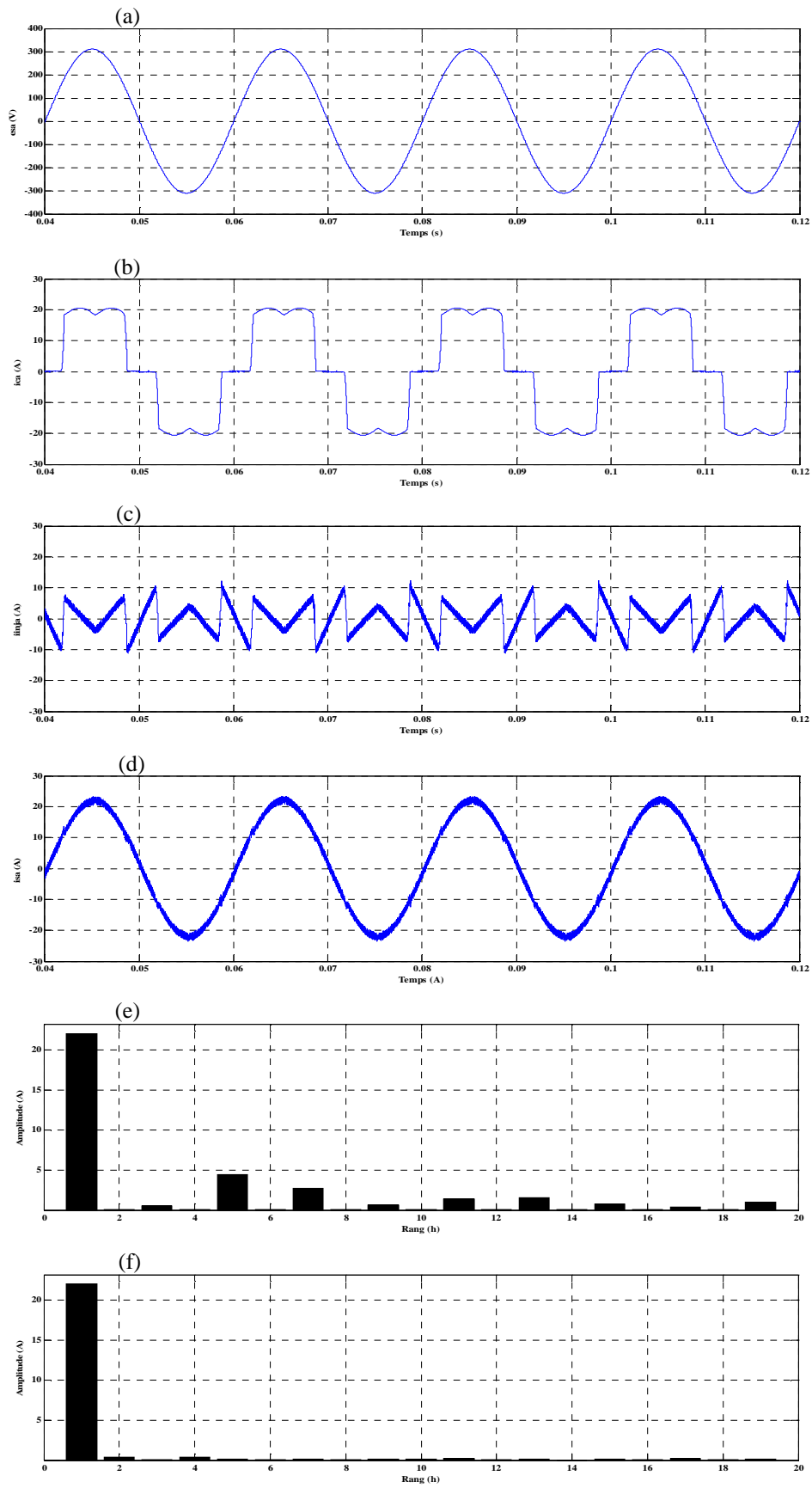


Fig. II.14. Performances de la compensation des harmoniques par la méthode $p-q$ (tensions de source sinusoïdales équilibrées) : a) tension de source ; b) courant de la charge ; c) courant du filtre ; d) courant de source ; e) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; f) spectre harmonique du courant de source après compensation.

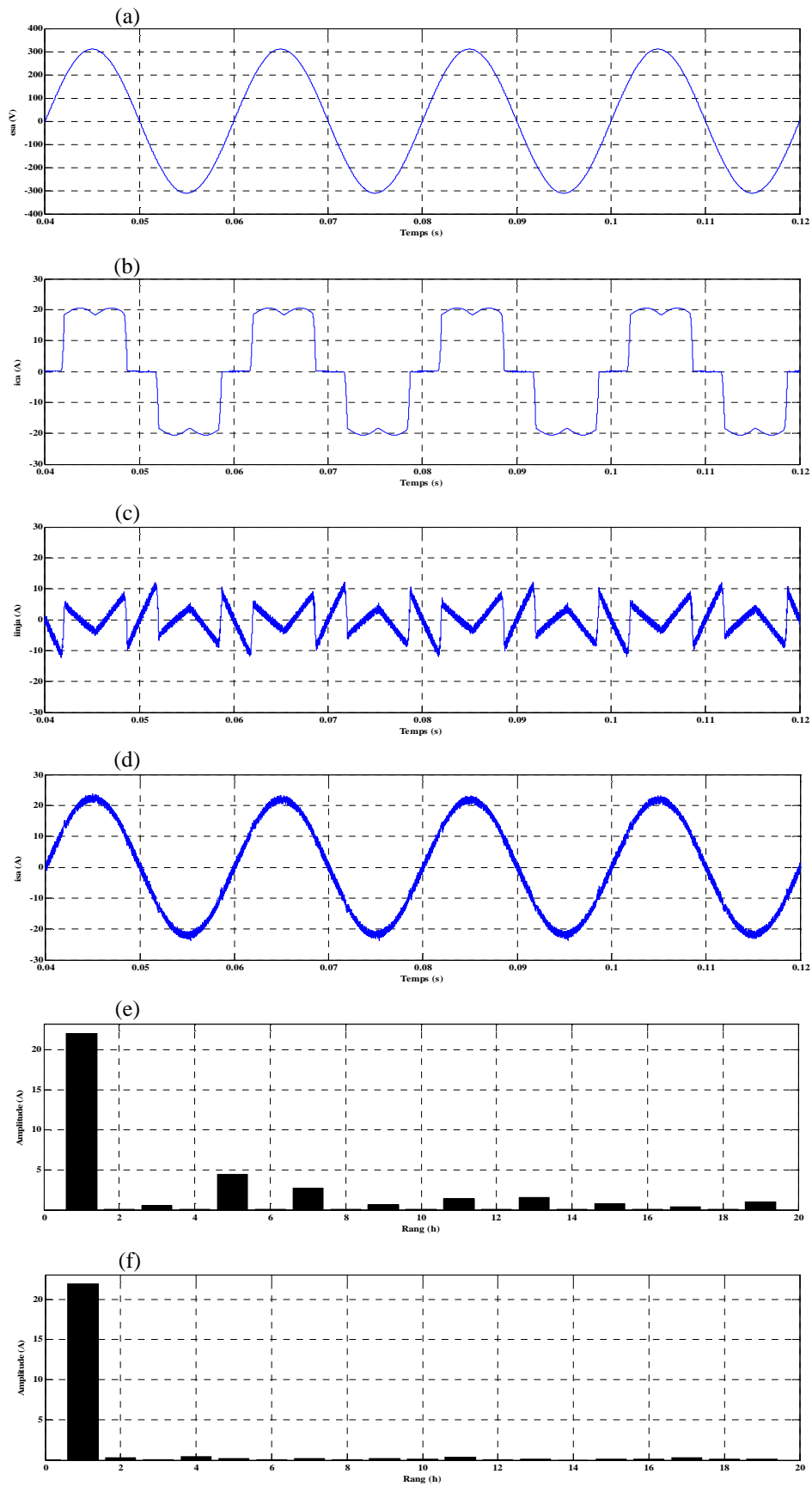


Fig. II.15. Performances de la compensation des harmoniques par la méthode $p-q$ modifiée (tensions de source sinusoïdales équilibrées) : a) tension de source ; b) courant de la charge ; c) courant du filtre ; d) courant de source ; e) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; f) spectre harmonique du courant de source après compensation.

II.4.2. Tensions de source sinusoïdales déséquilibrées

Afin de tester le fonctionnement du *filtre actif parallèle* sous une tension perturbée du réseau électrique, on étudie le cas d'un réseau déséquilibré: $e_{sa}=176$ V, $e_{sb}=220$ V, $e_{sc}=220$ V. La Figure II.16 représente les résultats de simulation obtenus par les deux méthodes d'identification dans ces conditions. Sur cette figure sont représentés : les tensions de source, les courants de la charge non linéaire, les courants de la source après filtrage pour la méthode $p-q$, les courants de la source après filtrage pour la méthode $p-q$ modifiée. Dans ce cas, les *THDs* des courants de source avant filtrage sont égaux, dans l'ordre des phases (a), (b) et (c), à 32.82 %, 26.54 % et 26.88 %. Ces *THDs* deviennent respectivement égaux à 9.08 %, 9.62 % et 10.19 % après filtrage pour la méthode $p-q$ et 3.85 %, 3.64 % et 3.84 % pour la méthode $p-q$ modifiée. La réduction significative du *THD*, exprime principalement les bons résultats obtenus par cette approche.

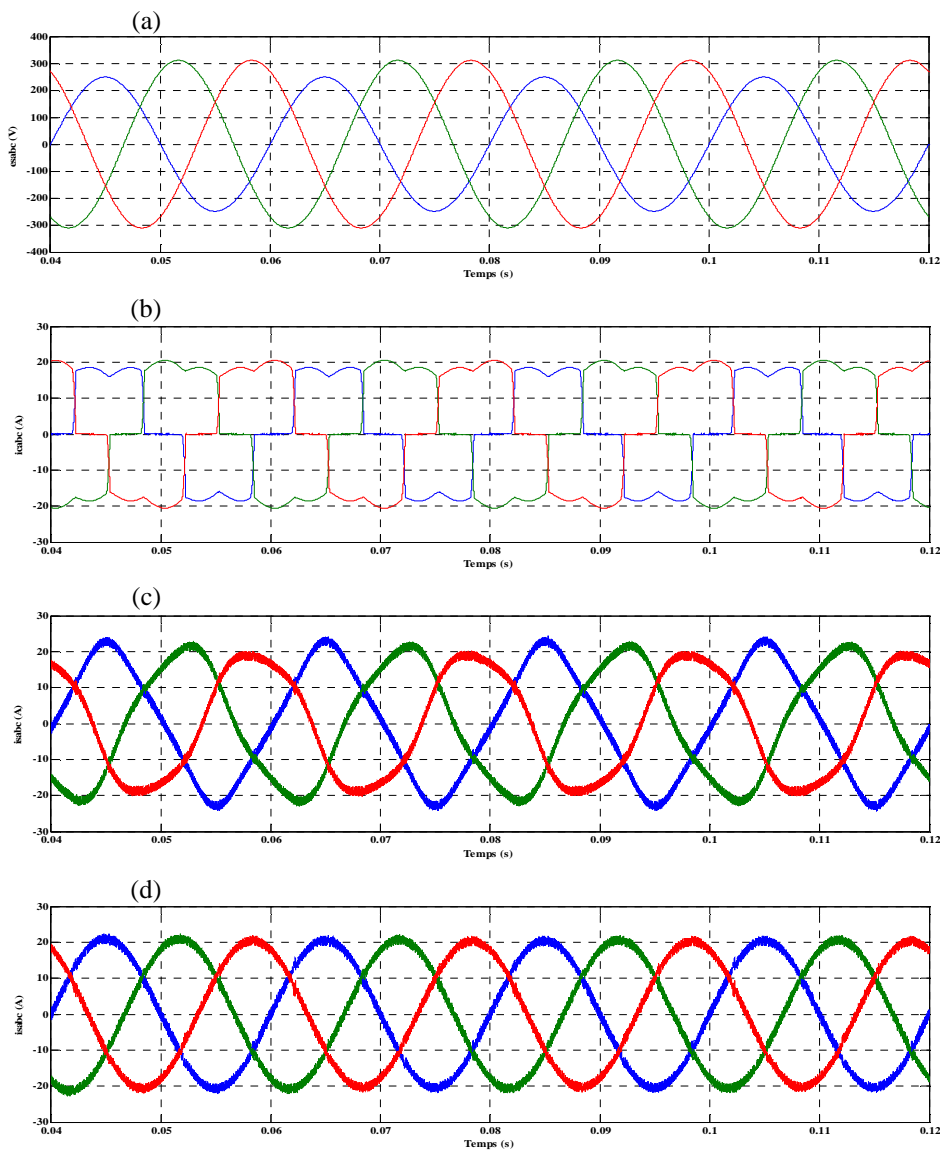


Fig. II.16. Performances de la compensation des harmoniques par les méthodes $p-q$ et $p-q$ modifiée (tensions de source sinusoïdales déséquilibrées) : a) tensions de source b) courants de la charge ; c) courants compensés avec la méthode $p-q$; d) courants compensés avec la méthode $p-q$ modifiée.

II.4.3. Tensions de source équilibrées contenant des harmoniques

La Figure II.17 représente les résultats de simulation obtenus lorsque les tensions de source sont équilibrées et contiennent l'harmonique d'ordre 7. Le *THD* des tensions de source est égal à 14.29 %. Dans ces conditions, les *THDs* des courants de source avant filtrage sont égaux, dans l'ordre des phases (a), (b) et (c) à 29.71 %, 29.73 % et 29.75 %. Ces *THDs* deviennent respectivement égaux à 14.64 %, 14.68 % et 14.75 % après filtrage pour la méthode *p-q* et 3.68 %, 3.68 % et 3.69 % pour la méthode *p-q* modifiée. On constate que la méthode *p-q* modifiée donne de meilleurs résultats, dont un plus petit taux de distorsion.

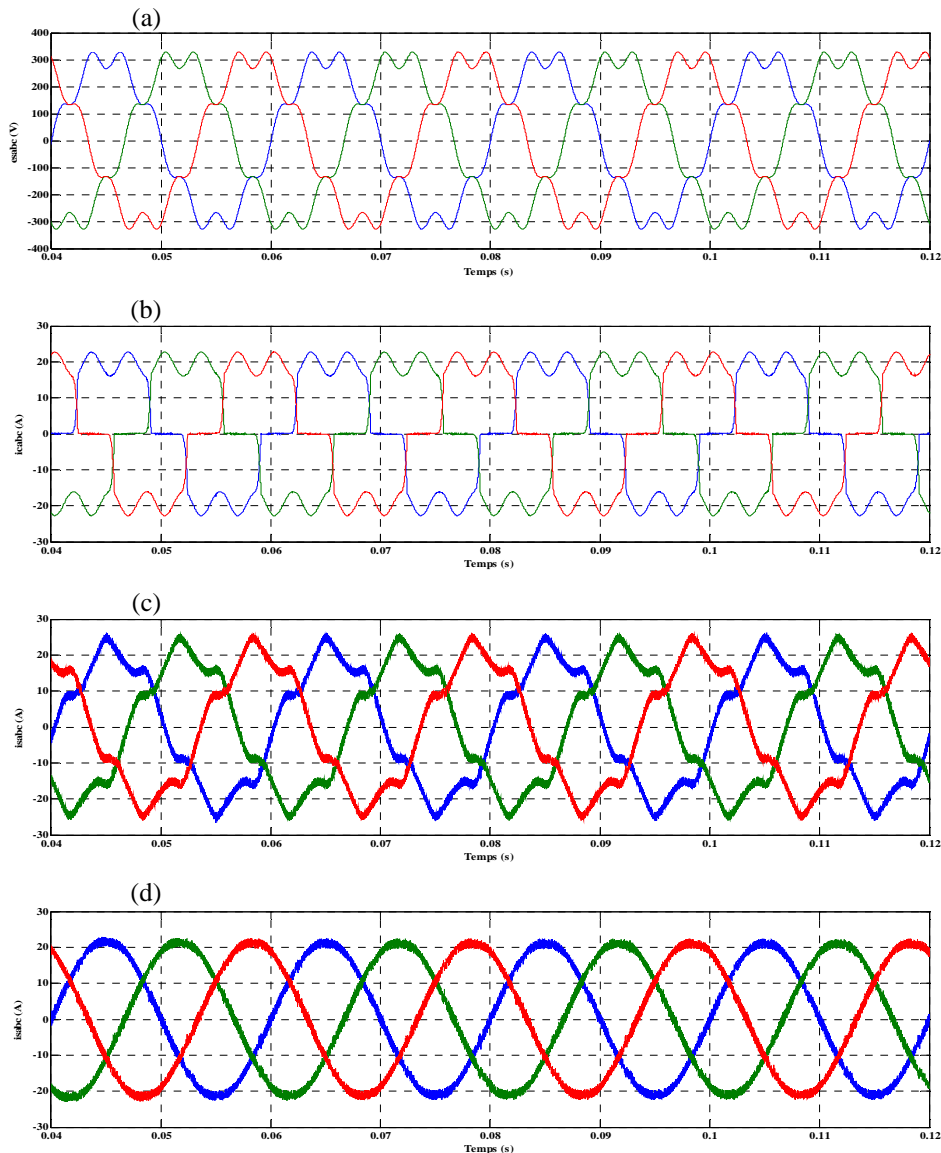


Fig. II.17. Performances de la compensation des harmoniques par les méthodes *p-q* et *p-q* modifiée (tensions de source équilibrées contenant des harmoniques) : a) tensions de source ; b) courants de la charge c) courants compensés avec la méthode *p-q* ; d) courants compensés avec la méthode *p-q* modifiée.

De plus, la Figure II.18 montre la tension continue aux bornes du condensateur pour les trois différents cas cités précédemment. On remarque d'après cette figure, que la tension est régulée correctement et s'approche de plus en plus de sa valeur de référence en régime permanent.

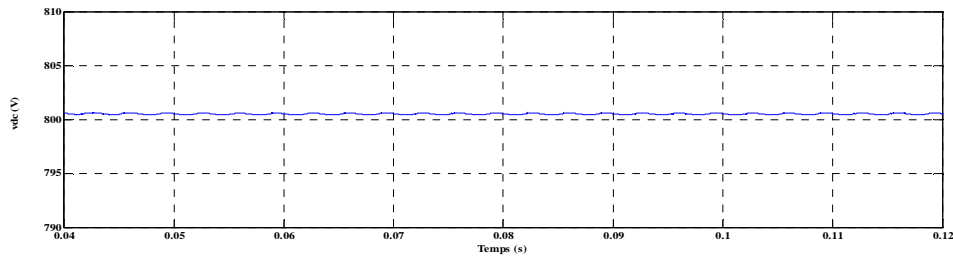


Fig. II.18. Tension aux bornes de la capacité du filtre actif à deux niveaux.

II.5. Résultats expérimentaux

Une fois, l'étude théorique terminée et les simulations effectuées, nous avons procédé à la réalisation d'un prototype expérimental pour valider des lois de commande préalablement choisies. Deux stratégies de commande sont réalisées pour étudier le comportement du filtre actif parallèle : commande par hystérésis conventionnelle et commande par hystérésis modulée. Nous avons étudiés pour chaque type de commande : sa robustesse en régime transitoire, lors de la fermeture du *SAPF* sur le réseau, et ses performances en régime permanent.

II.5.1 Description du banc d'essai

La plateforme est constituée de plusieurs parties comme montre la Figure II.19 :

- Un réseau d'alimentation triphasé ;
- Une charge non linéaire constituée d'un pont à thyristor qui alimente une charge composée d'une résistance en série avec une inductance ;
- Un capteur pour la mesure des courants du réseau ;
- Un capteur pour la mesure des tensions du réseau et la tension aux bornes de la capacité de stockage d'énergie ;
- Un onduleur de tension triphasé composé de trois bras. Chaque bras est constitué d'un module de deux *IGBTs*, chacun est monté en antiparallèle avec une diode de récupération (référence SKM 100 GB 123D) ;
- Une commande de l'onduleur ;
- Une source de stockage d'énergie (capacité de 1100 μF et de tension $v_{dc} = 700 \text{ V}$) ;
- Un filtre de sortie ;
- Un dispositif de contrôle commande/acquisition (*dSPACE* qui est embarqué dans un PC) ;
- Une unité de traitement (micro-ordinateur).

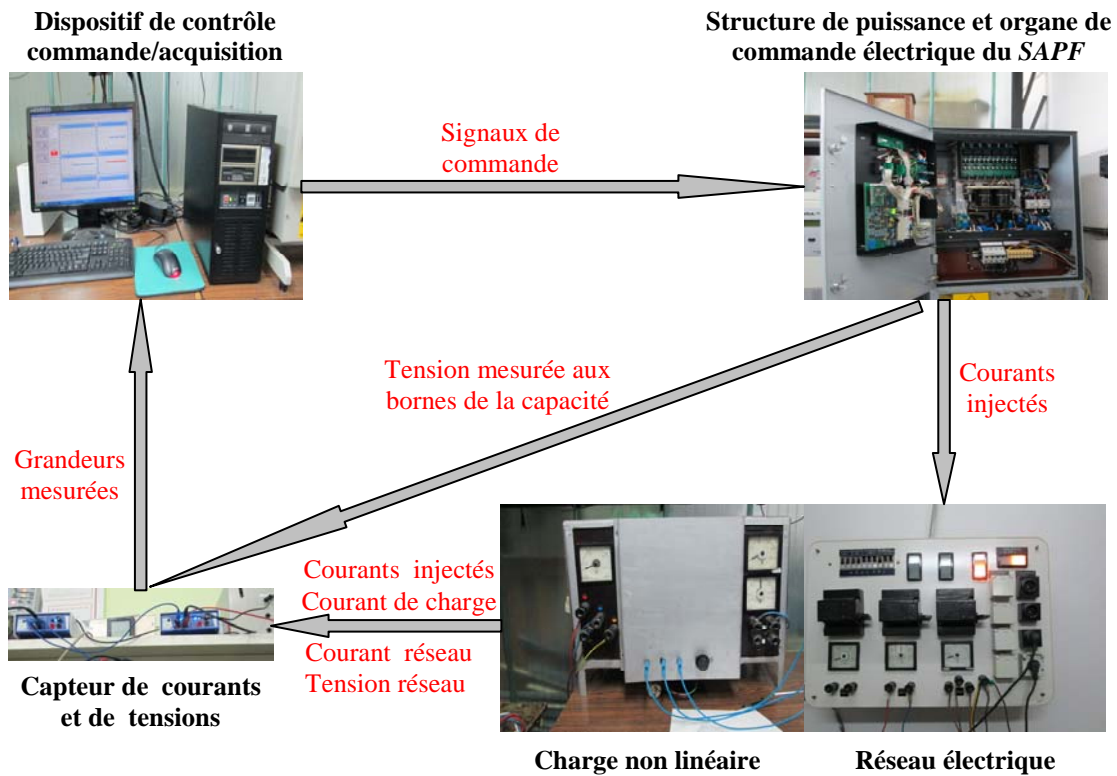


Fig. II.19. Schéma illustratif de la plateforme expérimentale.

Le dispositif de contrôle commande/acquisition joue un rôle central. Il permet d'acquérir les grandeurs mesurées par les capteurs sur le réseau électrique et envoie les commandes *MLI* nécessaires pour l'onduleur. A l'aide des capteurs de tensions et de courants, les grandeurs du filtre actif parallèle sont mesurées en temps réel et acquises sur une carte *dSPACE*. Sous l'environnement *Matlab/Simulink*, nous développons les différentes commandes pour contrôler le filtre actif. Ces grandeurs peuvent être récupérées à l'aide de l'interface de *ControlDesk*. Les schémas de commande sont conçus sous *Matlab/Simulink* avec le temps d'échantillonnage $T_e=20 \mu s$, en suite à l'aide d'une carte *dSPACE DS1103*, l'onduleur est contrôlé par six signaux de commande.

Le réseau électrique est caractérisé par les paramètres suivants : une puissance apparente de 15 kVA, une tension de 220 V, une fréquence de 50Hz, une charge perturbatrice avec $R=8 \Omega$, $L=2 \text{ mH}$ et un filtre de sortie avec $L_f=4.4 \text{ mH}$.

II.5.2 Commande par hystérésis conventionnelle

Après la mise en service du *SAPF* en parallèle avec le réseau sous une tension de $E_s=220 \text{ V}$, la commande à hystérésis est appliquée avec une bande égale à 0.25 A. Les résultats expérimentaux du système sont donnés par la Figure II.20. Cette figure représente les tensions de source, les courants de la source, le courant du filtre et la tension du bus continu. Initialement le système fonctionne sans *SAPF*, les courants de source sont identiques à ceux de la charge non linéaire caractérisés par un spectre contenant que des harmoniques d'ordre impair comme montre la Figure II.21.c. Nous remarquons qu'à

l'instant $t = 1.11s$, le SAPF est mis en service, en produisant des courants (i_{injabc}) qui arrivent, à rendre les courants de source sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes. En régime permanent, le taux de distorsion harmonique du courant de source est réduit de 24.25 % à 4.67 % après compensation.

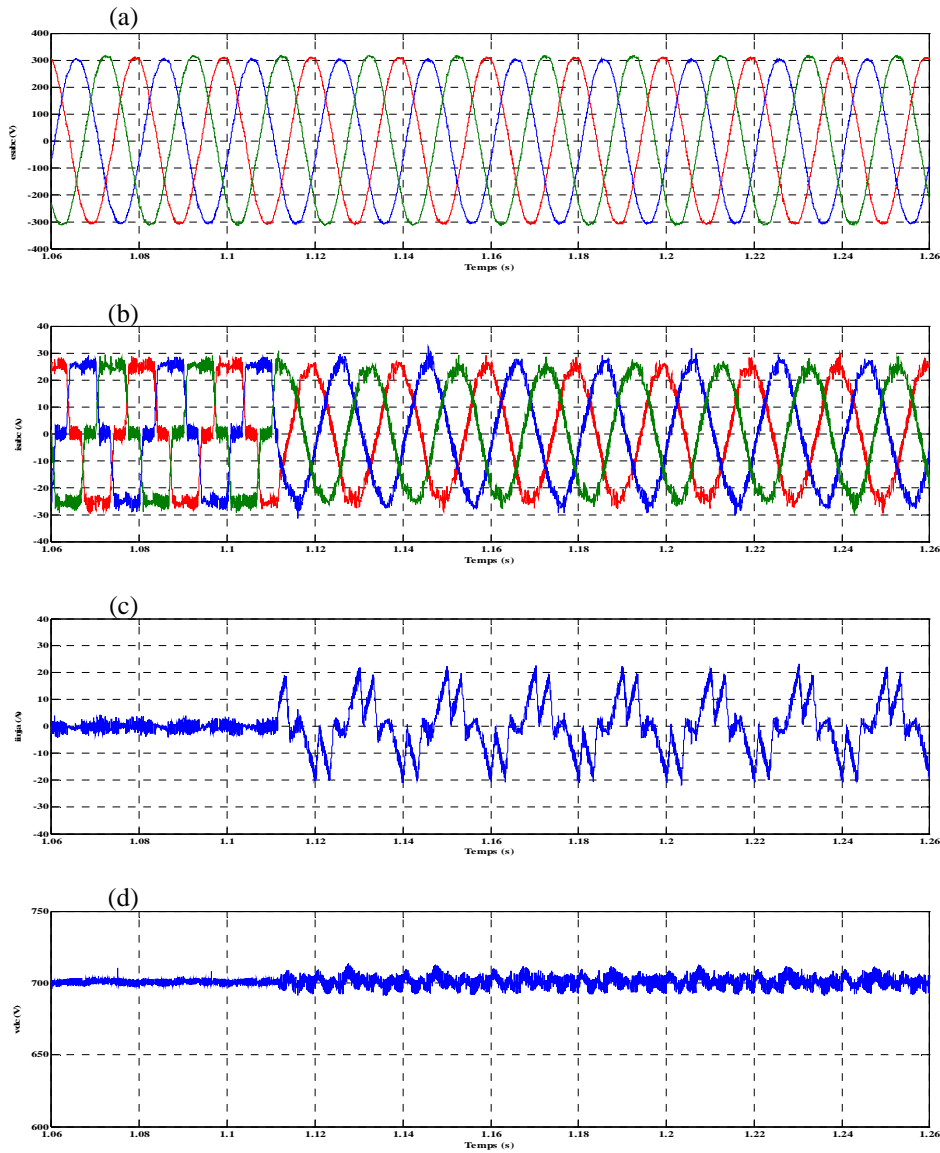


Fig. II.20. Performances de la compensation des harmoniques avec une commande hystérésis conventionnelle lors de la fermeture du SAPF à deux niveaux (expérimentation) : a) tensions de source ; b) courants de la source ; c) courant du filtre de la phase (a) ; d) tension du bus continu.

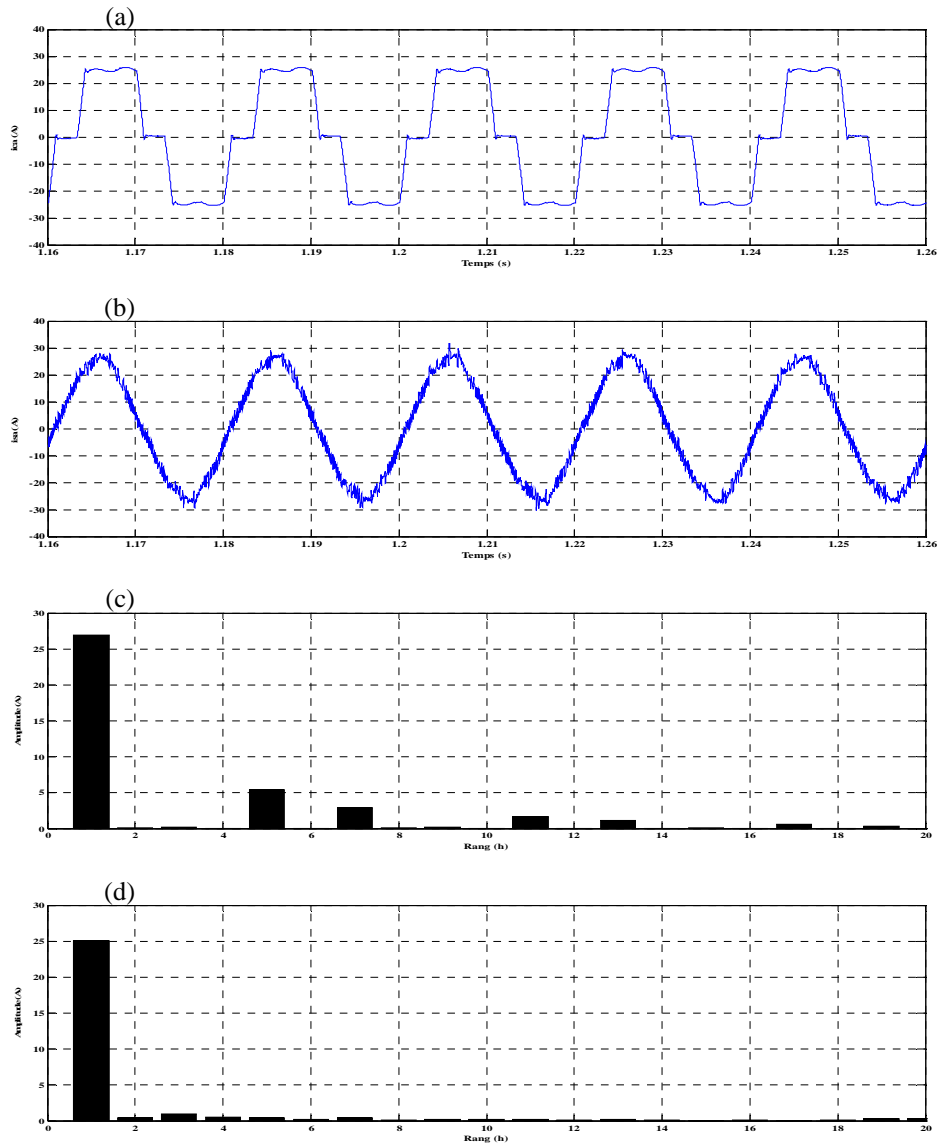


Fig. II.21. Analyse spectrale des courants après la mise en service du SAPF avec une commande hystérésis conventionnelle (expérimentation) : (a) courant de la charge ; (b) courant de source ; (c) spectre harmonique de courant de la charge ; (d) spectre harmonique de courant de source.

II.5.3 Commande par hystérésis modulée

La commande par hystérésis modulée est élaborée à l'aide d'une porteuse triangulaire de fréquence $f_t=10$ kHz, d'amplitude $A_t=1$ A. La bande d'hystérésis est fixée à 0.25 A. Les Figures II.22 et II.23 rendent compte du comportement du *SAPF* lors des régimes transitoires provoqués par la fermeture de ce dernier. Lors de la fermeture *SAPF* à l'instant $t=1.15$ s, le courant de source devient sinusoïdal et la tension du bus continu se stabilise à sa valeur de référence. Les Figures II.23.c et II.23.d montrent respectivement le spectre harmonique du courant de source avant et après compensation. Le *THD* est réduit de 24.25 % à 4.72 %. On constate l'obtention de bonnes performances du filtre contrôlé par hystérésis modulée. Par ailleurs, la Figure II.22.d montre que la tension aux bornes du condensateur v_{dc} est effectivement régulée autour de sa référence.

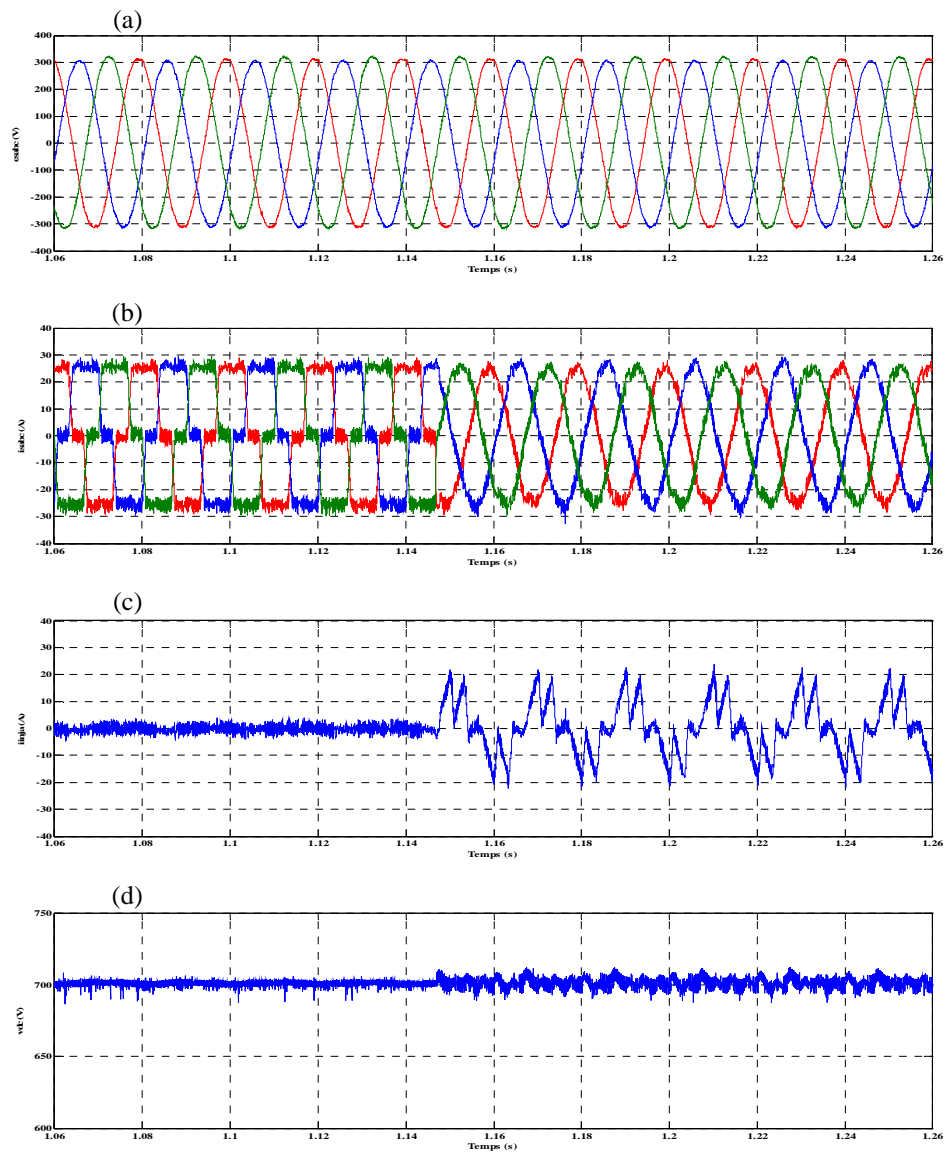


Fig. II.22. Performances de la compensation des harmoniques avec une commande hystérésis modulée lors de la fermeture du SAPF à deux niveaux (expérimentation) : a) tensions de source ; b) courants de la source ; c) courant du filtre de la phase (a) ; d) tension du bus continu.

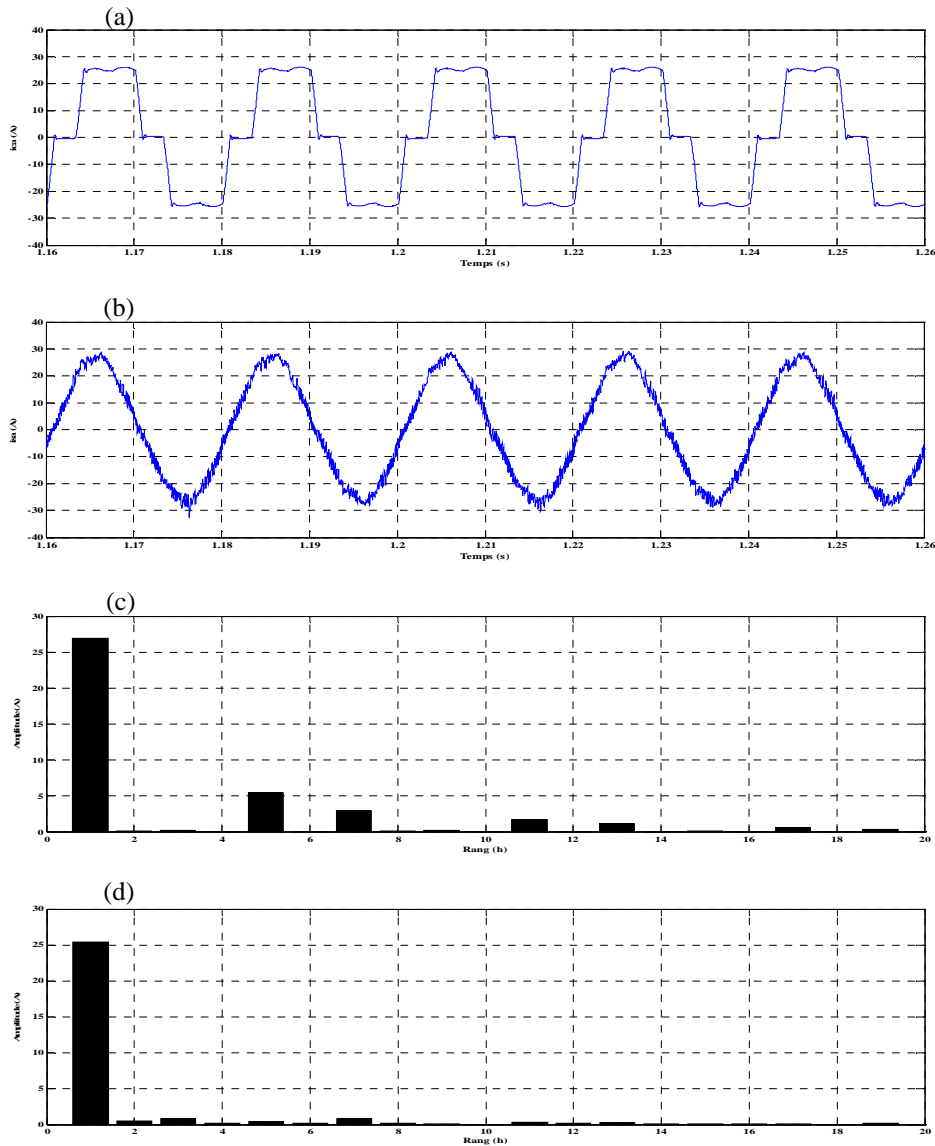


Fig. II.23. Analyse spectrale des courants après la mise en service du SAPF avec une commande hystérésis modulée (expérimentation) : (a) courant de la charge ; (b) courant de source ; (c) spectre harmonique de courant de la charge ; (d) spectre harmonique de courant de source.

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié en détail le fonctionnement du filtre actif parallèle à deux niveaux : sa structure et les différents modèles. Puis, nous avons présenté la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées pour l'identification des courants de référence. Le choix de la méthode tient compte des fonctions du filtre. La tension appliquée dans la méthode d'identification est une tension triphasée fournie par le réseau. La tension du réseau doit être saine (sinusoïdale et équilibrée), pour que la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées soit applicable. Dans sa forme classique, cette ne permet pas la détermination d'un courant harmonique d'un rang particulier.

Etant donné que la tension du réseau est souvent déséquilibrée et/ou déformée et afin de généraliser l'application de cette méthode pour l'adopter à tout type de tension, nous proposons une méthode d'extraction des courants harmoniques basée sur l'utilisation d'un *FMV*. Nous avons constatés par les résultats de la simulation par cette nouvelle méthode

que ce filtre permet d'obtenir de bonnes performances même si la tension du réseau est perturbée.

Nous avons procédé à des tests, sur banc expérimental, des performances d'un *SAPF* triphasé contrôlé par les techniques (hystérésis conventionnelle et hystérésis modulée) dans des conditions normales. Les résultats expérimentaux confirment les résultats obtenus par simulation.

Chapitre III

Etude de la Structure et des Stratégies de Commande des Filtrés Actifs Parallèles Multiniveaux

L'étude menée dans le chapitre précédent a permis d'analyser et de comprendre la structure et stratégies de commande du *SAPF* à deux niveaux.

Le présent chapitre sera décomposé en trois parties : Dans une première partie, nous étudierons les principales topologies d'onduleurs multiniveaux, en essayant de présenter et justifier leurs avantages et leurs inconvénients.

Dans une deuxième partie, consiste à étudier la structure et stratégies de commande de *filtre actif parallèle* à trois niveaux à base d'un onduleur *NPC*.

Dans une troisième partie, nous présentons la structure et stratégies de commande de filtre actif parallèle à cinq niveaux à base d'un onduleur *NPC*. Enfin nous concluons ce chapitre par une étude comparative entre les résultats de simulations des différentes structures de filtre.

Sommaire

III.1. Introduction	49
III.2. Intérêt des onduleurs multiniveaux.....	49
III.3. Structure de SAPF à trois niveaux.....	50
III.4. Contrôle du SAPF à trois niveaux	52
III.5. Résultats de simulation.....	53
III.6. Structure de SAPF à cinq niveaux.....	55
III.7. Contrôle du SAPF à cinq niveaux	59

III.8. Résultats de simulation.....	59
III.9. Conclusion.....	62

III.1. Introduction

La structure de l'onduleur à deux niveaux de tension se heurte à des limites physiques et technologiques pour la montée en tension et donc en puissance [48], notamment la qualité de la tension générée avec un taux d'harmoniques élevé. C'est pour palier à ces inconvénients que certains chercheurs ont introduit des onduleurs ayant une structure multiniveaux de tension, et qui génèrent un peu moins d'harmoniques [49].

Un convertisseur à niveaux multiples ou convertisseur multiniveaux peut commuter chaque entrée ou sortie au moins entre trois niveaux de tension ou de courant [50]. D'une manière générale, un onduleur multiniveaux implique l'association de semi-conducteurs de puissance et de sources de tensions capacitatives. Le fonctionnement de ce type d'onduleur est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou de courants (mis en parallèle) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions / courants plus élevées [51]; ceci permet d'une part de réduire les contraintes sur les interrupteurs électroniques et d'autre part d'améliorer la forme de la tension fournie par l'onduleur. Plusieurs chercheurs ont proposé son application dans le domaine du filtrage actif et la compensation de l'énergie réactive [23], [24], [25].

Dans ce chapitre, nous étudierons deux topologies de filtre actif parallèle triphasé pour la compensation des harmoniques générés par les charges non linéaires. Nous présenterons un bref résumé des principales topologies des convertisseurs multiniveaux. Puis nous analyserons les applications d'un filtre actif parallèle à trois niveaux NPC et d'un filtre actif parallèle à cinq niveaux NPC. Nous mettrons l'accent particulièrement sur l'intérêt de l'amélioration de la forme d'onde des courants de source en procédant à des simulations.

III.2. Intérêt des onduleurs multiniveaux

La structure de conversion multiniveaux offre d'énormes avantages relativement à une solution conventionnelle basée sur un convertisseur à deux niveaux, parmi les plus importants on mentionne [28], [52], [53], [54], [55]:

- *génération de tensions proches de la forme sinusoïde permet d'améliorer la qualité des formes d'ondes, qui se traduira par une réduction de la distorsion harmonique. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation de la durée de vie des isolants.*
- *le courant qui circule est lui aussi à faible taux de distorsion ;*
- *réduction des tensions du mode homopolaire et par conséquent des contraintes dans les paliers des moteurs électriques. En plus, l'utilisation de techniques de modulation sophistiquées peut totalement annuler ces tensions.*

Malgré leurs nombreux avantages, les onduleurs multiniveaux présentent certains inconvénients tels que [56], [57] :

- *l'accroissement du nombre de niveaux de tension, plus compliquée dévient la structure du convertisseur ;*
- *la complexité de sa commande rend son coût élevé et sa fiabilité réduite.*

III.3. Structure de SAPF à trois niveaux

La deuxième topologie de filtre actif de puissance parallèle est à trois niveaux avec condensateurs à point milieu. Son schéma de principe est illustré sur la Figure III.1.

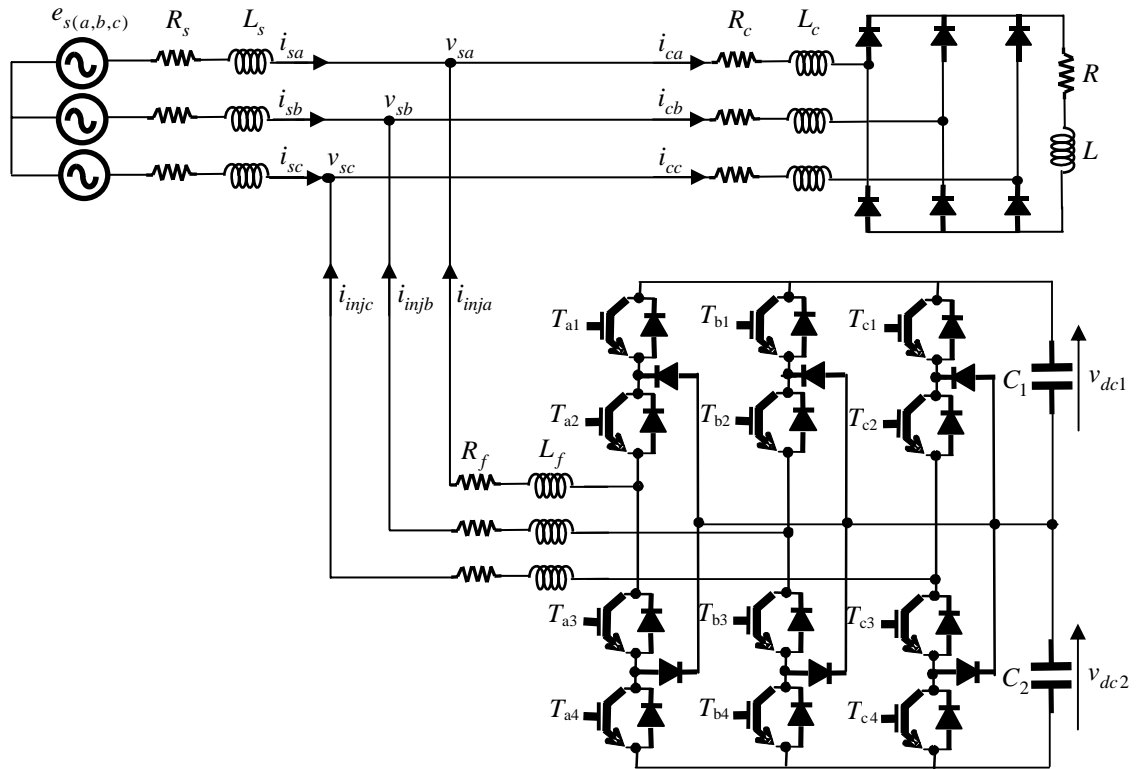


Fig. III.1. Circuit de puissance du filtre actif parallèle à trois niveaux proposé.

III.3.1. Onduleur de tension à trois niveaux

III.3.1.1. Structure générale

L'onduleur de tension à trois niveaux à diodes clampées est composé de trois bras symétriques. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires (Diode - Transistor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel en courant et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. Dans notre cas, on utilisera des IGBTs avec des diodes en antiparallèle. On suppose que la tension v_{dc} est divisée en égalité entre les deux capacités: $v_{dc1} = v_{dc2} = v_{dc}/2$.

III.3.1.2. Tension générées par l'onduleur

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes du bus continu et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par sur intensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors de l'ouverture simultanée de ces derniers, on doit réaliser des commandes complémentaires des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [26], [58], [59], [60].

Pour chaque interrupteur T_{ki} ($k=a, b, c$ $i=1, 2, 3, 4$), on définit une fonction de commutation S_{ki} de la manière suivante:

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les trois commandes complémentaires qui peuvent être appliquées sur un bras sont :

$$1^{\circ} \begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a2} \\ S_{a3} = \bar{S}_{a4} \end{cases} \quad 2^{\circ} \begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a3} \\ S_{a2} = \bar{S}_{a4} \end{cases} \quad 3^{\circ} \begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a4} \\ S_{a2} = \bar{S}_{a3} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Parmi ces trois commandes complémentaires, celle qui permet d'exploiter tous les niveaux possibles de l'onduleur est la suivante :

$$\begin{cases} S_{a1} = \bar{S}_{a3} \\ S_{a2} = \bar{S}_{a4} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

La commande complémentaire pour un bras k est définie alors comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = \bar{S}_{k3} \\ S_{k2} = \bar{S}_{k4} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec la commande complémentaire ainsi définie, on peut définir les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1} = 1 - S_{k3} \\ S_{k2} = 1 - S_{k4} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

L'onduleur de tension trois niveaux délivre, en sortie, trois niveaux de tensions $-v_{dc}/2$, 0 , et $+v_{dc}/2$ en fonction des états des interrupteurs comme expliqué dans le Tableau III.1.

Tableau III.1
Obtention des trois niveaux de tension en fonction
des états des interrupteurs ($k=a, b$ ou c).

S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	v_{ko}
1	1	0	0	$+v_{dc}/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-v_{dc}/2$

A l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs, on peut écrire le système d'équation des tensions (a), (b), (c) de l'onduleur à trois niveaux, par rapport au point milieu « o » de la source de tension d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} v_{ao} = (S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})v_{dc} \\ v_{bo} = (S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})v_{dc} \\ v_{co} = (S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})v_{dc} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Les tensions composées sont:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} = [(S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})]v_{dc} - [(S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})]v_{dc} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} = [(S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4})]v_{dc} - [(S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})]v_{dc} \\ v_{ac} = v_{co} - v_{ao} = [(S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4})]v_{dc} - [(S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4})]v_{dc} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

D'où:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{III.8})$$

On en déduit les tensions simples (v_a , v_b , v_c) par rapport au point neutre n :

$$\begin{cases} v_a = v_{an} = v_{ao} - v_{no} \\ v_b = v_{bn} = v_{bo} - v_{no} \\ v_c = v_{cn} = v_{co} - v_{no} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec v_{no} la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{III.10})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} \\ S_{b1}S_{b2} \\ S_{c1}S_{c2} \end{bmatrix} v_{dc} - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3}S_{a4} \\ S_{b3}S_{b4} \\ S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{III.11})$$

Nous aboutissons en fin au système sous forme matricielle, qui s'écrit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1}S_{a2} - S_{a3}S_{a4} \\ S_{b1}S_{b2} - S_{b3}S_{b4} \\ S_{c1}S_{c2} - S_{c3}S_{c4} \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{III.12})$$

III.4. Contrôle du SAPF à trois niveaux

Tout d'abord, nous allons établir dans ce paragraphe, comme au chapitre précédent, les deux régulateurs pour la tension continue et le courant. Pour la détection des courants de référence, on a appliqué la méthode des puissance réelle et imaginaire instantanées étudiée globalement dans le *Chap. II § II.3.1.1.*

III.4.1. Régulation de la tension continue

En vue de réguler la tension continue v_{dc} , on a conçu le circuit de la Figure III.2. On fait la différence entre les deux tensions du diviseur capacitif v_{dc1} et v_{dc2} , puis on compare le résultat avec une consigne v_{dcref} . L'erreur passe alors par un régulateur en vue de la maintenir limitée et oscillante autour de sa consigne.

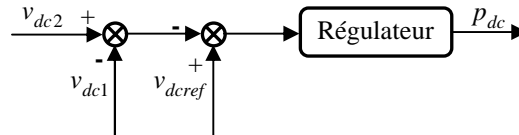


Fig. III.2. Schéma de régulation des tensions continues.

III.4.2. Stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux

C'est la même stratégie adoptée pour piloter l'onduleur à deux niveaux du chapitre précédent, mais cette fois-ci on utilise deux porteuses triangulaires bipolaires identiques en forme de dents de scie décalées l'une par rapport à l'autre d'une demi-période de hachage.

III.5. Résultats de simulation

Pour la simulation du modèle de la Figure III.I sous *Matlab/Simulink*, on a utilisé les paramètres du Tableau III.2 ci-dessous.

Tableau III.2
Paramètres de simulation d'un filtre actif à trois niveaux.

Paramètre		Valeur numérique
Réseau électrique	E_s	220 V
	Fréquence f	50 Hz
	Résistance R_s	0.25 m Ω
	Inductance L_s	19.4 μ H
Charge perturbatrice	Résistance R	26 Ω
	Inductance L	10 mH
	Résistance R_c	1.2 m Ω
	Inductance L_c	0.3 mH
Filtre actif parallèle	Résistance R_f	5 m Ω
	Inductance L_f	3 mH
	Tension v_{dc}	1750 V
	Condensateur $C_1 ; C_2$	8.8 mF
	Fréquence de commutation	10 kHz

La Figure III.3 montre les résultats de simulation du filtre actif parallèle à trois niveaux en régime permanent de la phase (a). Le courant de la charge, le courant du filtre, et le courant de source sont représentés sur cette figure. Les spectres harmoniques du courant de source avant et après compensation sont donnés aux Figure III.3.d et III.3.e. Le *THD* du courant de source passe de 28.60 % avant compensation à 2.37 % après compensation. Après compensation, nous avons obtenu un courant de source quasi sinusoïdal comme indique la Figure III.3.c. Nous remarquons sur la Figure III.4 que les tensions aux bornes des deux condensateurs, formant le bus continu sont correctement régulées.

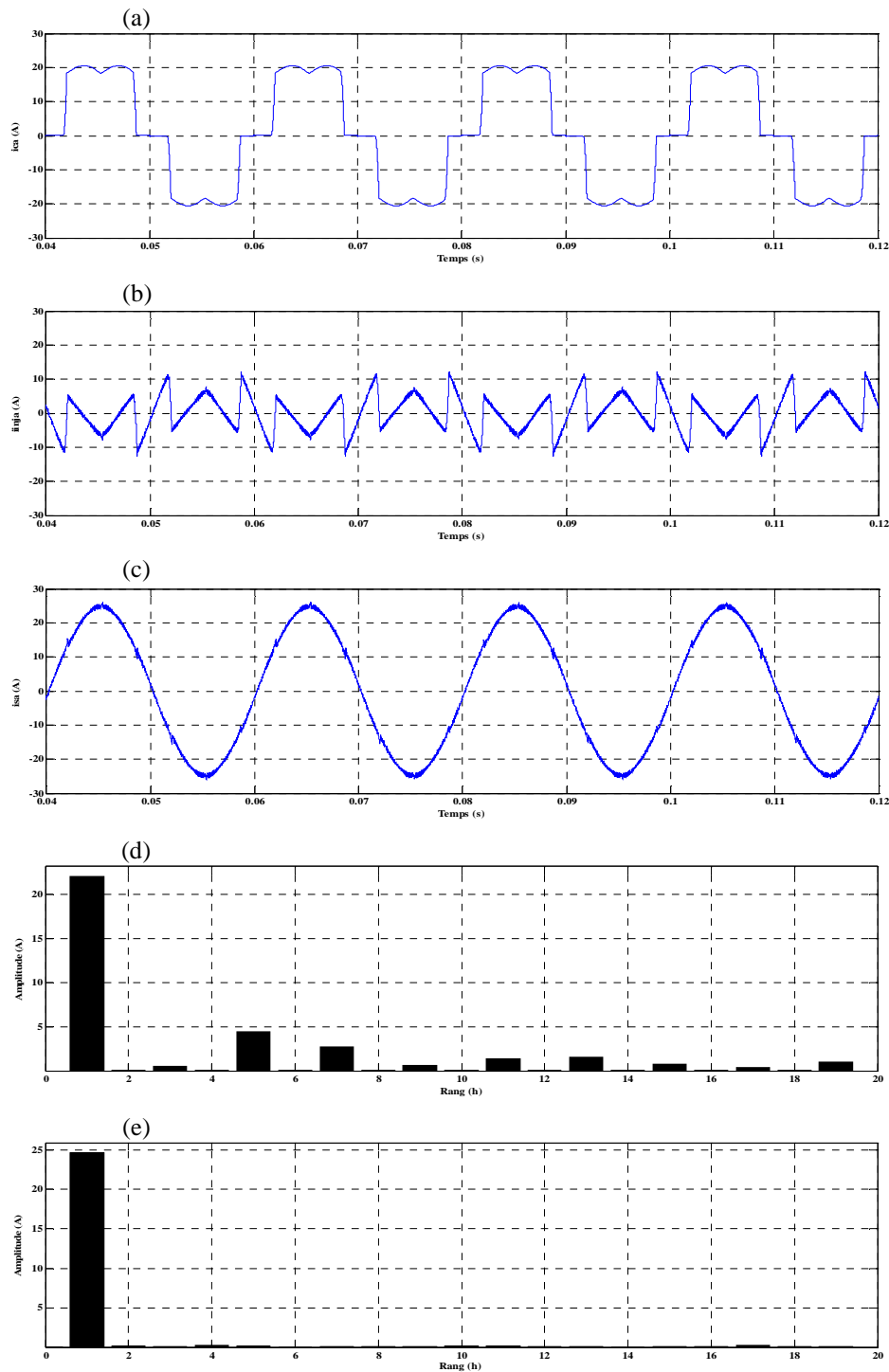


Fig. III.3. Performances de la compensation des harmoniques en utilisant un filtre actif à trois niveaux : a) courant de la charge ; b) courant du filtre ; c) courant de source ; d) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; e) spectre harmonique du courant de source après compensation.

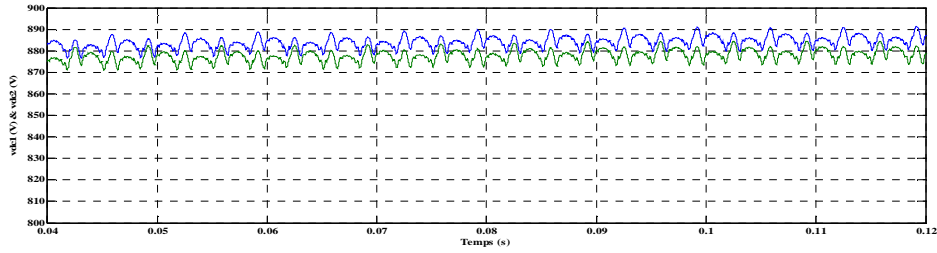


Fig. III.4. Tensions aux bornes des deux capacités du filtre actif à trois niveaux.

III.6. Structure de SAPF à cinq niveaux

Les résultats encourageants obtenus avec les convertisseurs à trois niveaux ont poussé les chercheurs à explorer cet axe de recherche en développant les convertisseurs (en plus) multiniveaux afin d'augmenter la tension et donc la puissance transistée.

La Figure III.5 présente le filtre actif à cinq niveaux à structure NPC où l'onduleur de tension est connecté en parallèle sur le réseau via un filtre de sortie.

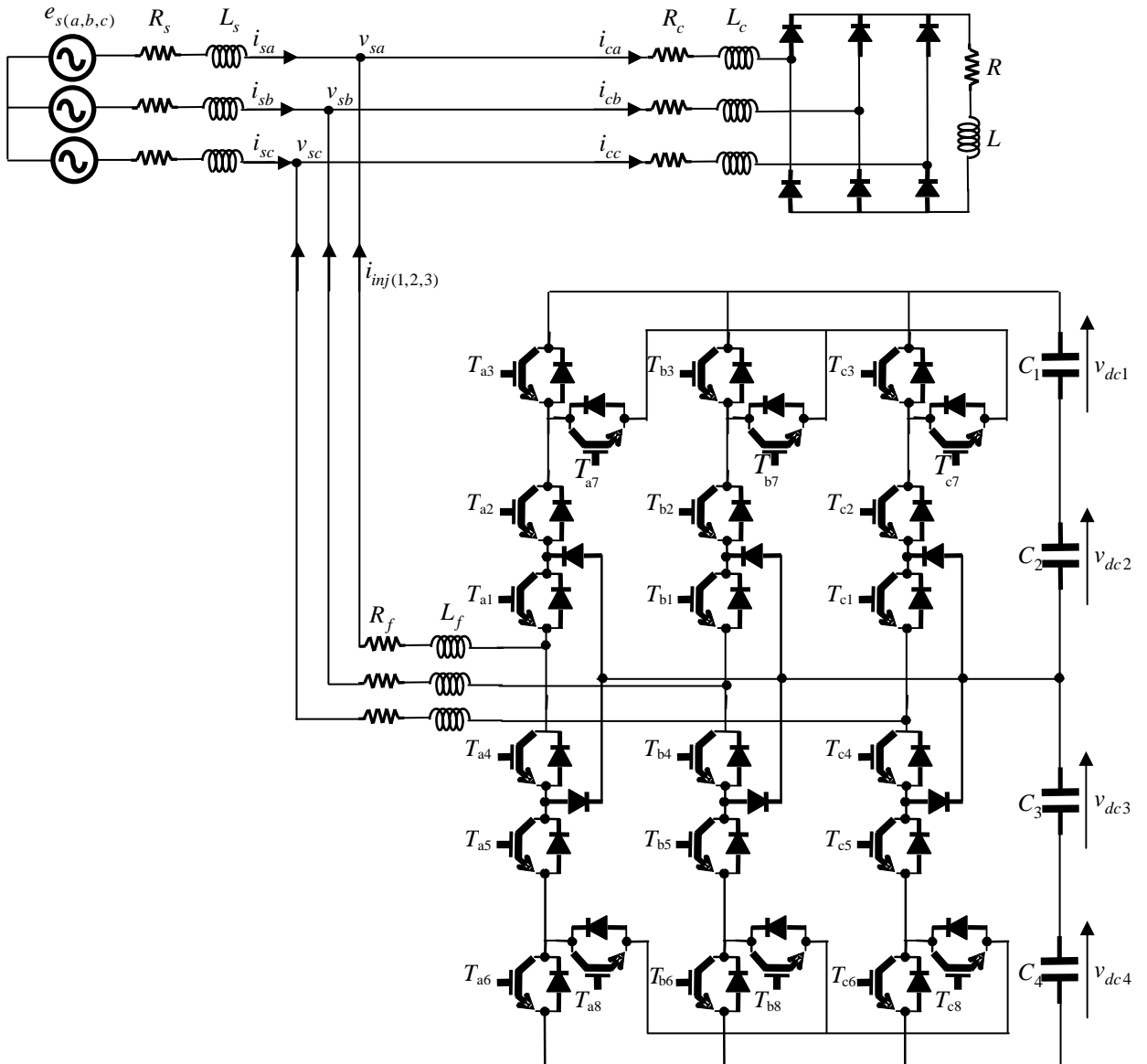


Fig. III.5. Circuit de puissance du filtre actif parallèle cinq niveaux proposé.

III.6.1. Onduleur de tension à cinq niveaux NPC

III.6.1.1. Structure générale

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC se compose de trois bras symétriques constitué chacun de six interrupteurs en série et de deux autres en parallèles. Chacun de ces interrupteurs est composé d'un semi-conducteur bicommandable IGBT et d'une diode montée en tête bêche. La source de tension continue se compose de quatre groupes de condensateurs formant ainsi le bus continu. Dans ce mode de fonctionnement, chaque semi-conducteur est soumis à l'état ouvert au quart de la tension de la source continue, d'où l'utilité de cette structure d'onduleur pour les applications de haute tension. Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension par bras ($v_{dc}/2, v_{dc}/4, 0, -v_{dc}/2, -v_{dc}/4$).

III.6.1.2. Tension générées par l'onduleur

La modélisation permet d'étudier l'évolution des différentes grandeurs régissant le fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux tout en considérant les commutations des interrupteurs.

Pour chaque interrupteur T_{ki} ($k=a, b, c$ $i=1, \dots, 8$), on définit une fonction de commutation S_{ki} de la manière suivante:

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Pour éviter la conduction simultanée des six interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou à une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, nous définissons la commande complémentaire suivante [26], [60], [61], [62]:

$$\begin{cases} S_{k4} = \bar{S}_{k2} \\ S_{k5} = \bar{S}_{k1} \\ S_{k6} = \bar{S}_{k3} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k4} = 1 - S_{k2} \\ S_{k5} = 1 - S_{k1} \\ S_{k6} = 1 - S_{k3} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Le Tableau III.3 représente la table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux. D'après le tableau ci-dessous, on remarque que cette commande complémentaire permet d'avoir un fonctionnement en cinq niveaux.

Tableau III.3
Obtention des cinq niveaux de tension en fonction
des états des interrupteurs ($k=a, b$ ou c).

S_{k1}	S_{k2}	S_{k3}	S_{k4}	S_{k5}	S_{k6}	S_{k7}	S_{k8}	v_{ko}
1	1	1	1	0	0	0	0	$v_{dc}/2$
0	1	1	1	1	0	0	0	$v_{dc}/4$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-v_{dc}/4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-v_{dc}/2$

Afin de simplifier les équations du modèle des onduleurs multiniveaux, on définit la fonction de connexion du demi-bras [58], [63]. Elle est notée S_{km}^b où k désigne le numéro du bras et m le demi-bras ($m = 1$ pour le demi-bras du haut, et $m = 0$ pour le demi-bras du bas).

Pour le bras k , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1}^b = S_{k1} S_{k2} S_{k3} \\ S_{k0}^b = S_{k4} S_{k5} S_{k6} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Les deux fonctions de connexion des deux interrupteurs parallèle du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k7} = S_{k1} S_{k2} (1 - S_{k3}) \\ S_{k8} = S_{k4} S_{k5} (1 - S_{k6}) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Les potentiels des nœuds a, b, c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu « o » en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} v_{ao} = S_{a1} S_{a2} S_{a3} (v_{dc1} + v_{dc2}) + S_{a1} S_{a2} (1 - S_{a3}) v_{dc1} - \\ \quad S_{a4} S_{a5} S_{a6} (v_{dc3} + v_{dc4}) - S_{a4} S_{a5} (1 - S_{a6}) v_{dc3} \\ v_{bo} = S_{b1} S_{b2} S_{b3} (v_{dc1} + v_{dc2}) + S_{b1} S_{b2} (1 - S_{b3}) v_{dc1} - \\ \quad S_{b4} S_{b5} S_{b6} (v_{dc3} + v_{dc4}) - S_{b4} S_{b5} (1 - S_{b6}) v_{dc3} \\ v_{co} = S_{c1} S_{c2} S_{c3} (v_{dc1} + v_{dc2}) + S_{c1} S_{c2} (1 - S_{c3}) v_{dc1} - \\ \quad S_{c4} S_{c5} S_{c6} (v_{dc3} + v_{dc4}) - S_{c4} S_{c5} (1 - S_{c6}) v_{dc4} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{a1}^b = S_{a1} S_{a2} S_{a3} \\ S_{a0}^b = S_{a4} S_{a5} S_{a6} \end{cases}; \quad \begin{cases} S_{b1}^b = S_{b1} S_{b2} S_{b3} \\ S_{b0}^b = S_{b4} S_{b5} S_{b6} \end{cases}; \quad \begin{cases} S_{c1}^b = S_{c1} S_{c2} S_{c3} \\ S_{c0}^b = S_{c4} S_{c5} S_{c6} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} S_{a7} = S_{a1}S_{a2}(1 - S_{a3}) \\ S_{a8} = S_{a4}S_{a5}(1 - S_{a6}) \end{cases}, \quad \begin{cases} S_{b7} = S_{b1}S_{b2}(1 - S_{b3}) \\ S_{b8} = S_{b4}S_{b5}(1 - S_{b6}) \end{cases}, \quad \begin{cases} S_{c7} = S_{c1}S_{c2}(1 - S_{c3}) \\ S_{c8} = S_{c4}S_{c5}(1 - S_{c6}) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

En introduisant les équations (III.19) et (III.20) dans le système (III.18), on aboutit au système suivant:

$$\begin{cases} v_{ao} = S_{a7}v_{dc1} + S_{a1}^b(v_{dc1} + v_{dc2}) - S_{a8}v_{dc3} - S_{a0}^b(v_{dc3} + v_{dc4}) \\ v_{bo} = S_{b7}v_{dc1} + S_{b1}^b(v_{dc1} + v_{dc2}) - S_{b8}v_{dc3} - S_{b0}^b(v_{dc3} + v_{dc4}) \\ v_{co} = S_{c7}v_{dc1} + S_{c1}^b(v_{dc1} + v_{dc2}) - S_{c8}v_{dc3} - S_{c0}^b(v_{dc3} + v_{dc4}) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Ce système (III.21) s'écrit sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a7} + S_{a1}^b \\ S_{b7} + S_{b1}^b \\ S_{c7} + S_{c1}^b \end{bmatrix} v_{dc1} + \begin{bmatrix} S_{a1}^b \\ S_{b1}^b \\ S_{c1}^b \end{bmatrix} v_{dc2} - \begin{bmatrix} S_{a8} + S_{a0}^b \\ S_{b8} + S_{b0}^b \\ S_{c8} + S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc3} - \begin{bmatrix} S_{a0}^b \\ S_{b0}^b \\ S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc4} \quad (\text{III.22})$$

Le système (III.22) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où les sources de tensions continue: ($v_{dc1} = v_{dc2} = v_{dc3} = v_{dc4} = v_{dc}/4$), la relation (III.22) se réduit à celui :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - S_{a8} - 2S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - S_{b8} - 2S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - S_{c8} - 2S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{III.23})$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

D'après les relations (III.23) et (III.24), découle l'équation matricielle (III.25) suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - 2S_{a8} - 3S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - 2S_{b8} - 3S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - 2S_{c8} - 3S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{III.25})$$

Pour les tensions simples, on a :

$$\begin{cases} v_a = v_{an} = v_{ao} - v_{no} \\ v_b = v_{bn} = v_{bo} - v_{no} \\ v_c = v_{cn} = v_{co} - v_{no} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Avec, v_{nm} étant la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge. Elle est donnée comme suit :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{III.27})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} v_{an} = v_a = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = v_b = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = v_c = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

On en déduit les tensions simples :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - 2S_{a8} - 3S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - 2S_{b8} - 3S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - 2S_{c8} - 3S_{c0}^b \end{bmatrix} v_{dc} \quad (\text{III.29})$$

III.7. Contrôle du SAPF à cinq niveaux

Concernant le circuit de commande, les stratégies de détection des courant de référence et ceux de régulation du courant sont les mêmes que ceux employés dans le cas de deux niveaux. Ainsi la différence entre les deux cas réside dans la technique de génération des impulsions. Nous remplaçons la *MLI* intersective à une seule porteuse par la *MLI* intersective à quatre porteuses.

Cependant, la boucle de contrôle de la tension du bus continu est dépourvue dans la mesure où l'on en a considéré une source de tension continue produisant v_{dc} .

III.8. Résultats de simulation

Les paramètres avec lesquels on a simulé cette troisième application sont inscrits dans le Tableau III.4 [64], [65].

Tableau III.4
Paramètres de simulation d'un filtre actif à cinq niveaux.

Paramètre		Valeur numérique
Réseau électrique	E_s	220 V
	Fréquence f	50 Hz
	Résistance R_s	0.25 m Ω
	Inductance L_s	19.4 μ H
Charge perturbatrice	Résistance R	26 Ω
	Inductance L	10 mH
	Résistance R_c	1.2 m Ω
	Inductance L_c	0.3 mH
Filtre actif parallèle	Résistance R_f	5 m Ω
	Inductance L_f	3 mH
	Tension v_{dc}	2000 V
	Fréquence de commutation	10 kHz

Les résultats obtenus sont présentés à la Figure III.6 avec successivement le courant de charge, le courant injecté au réseau et le courant de source après compensation. En outre, les Figures III.6.d et III.6.e présentent le spectre harmonique du courant de source avant et après compensation. Selon cette figure, ce courant subit une remarquable réduction du *THD* qui initialement est 28.60 % et passe à 1.68 % après injection du courant de compensation par le filtre. Ces résultats confirment la bonne qualité de la compensation des harmoniques.

De par les résultats obtenus, on constate que le *THD* avec filtre à cinq niveaux est inférieur à celui à trois niveaux, qui est lui-même inférieur à celui à deux niveaux. Par conséquent, on peut conclure que la qualité de filtrage s'améliore en passant d'un filtre à faible niveau à un filtre de niveau supérieur.

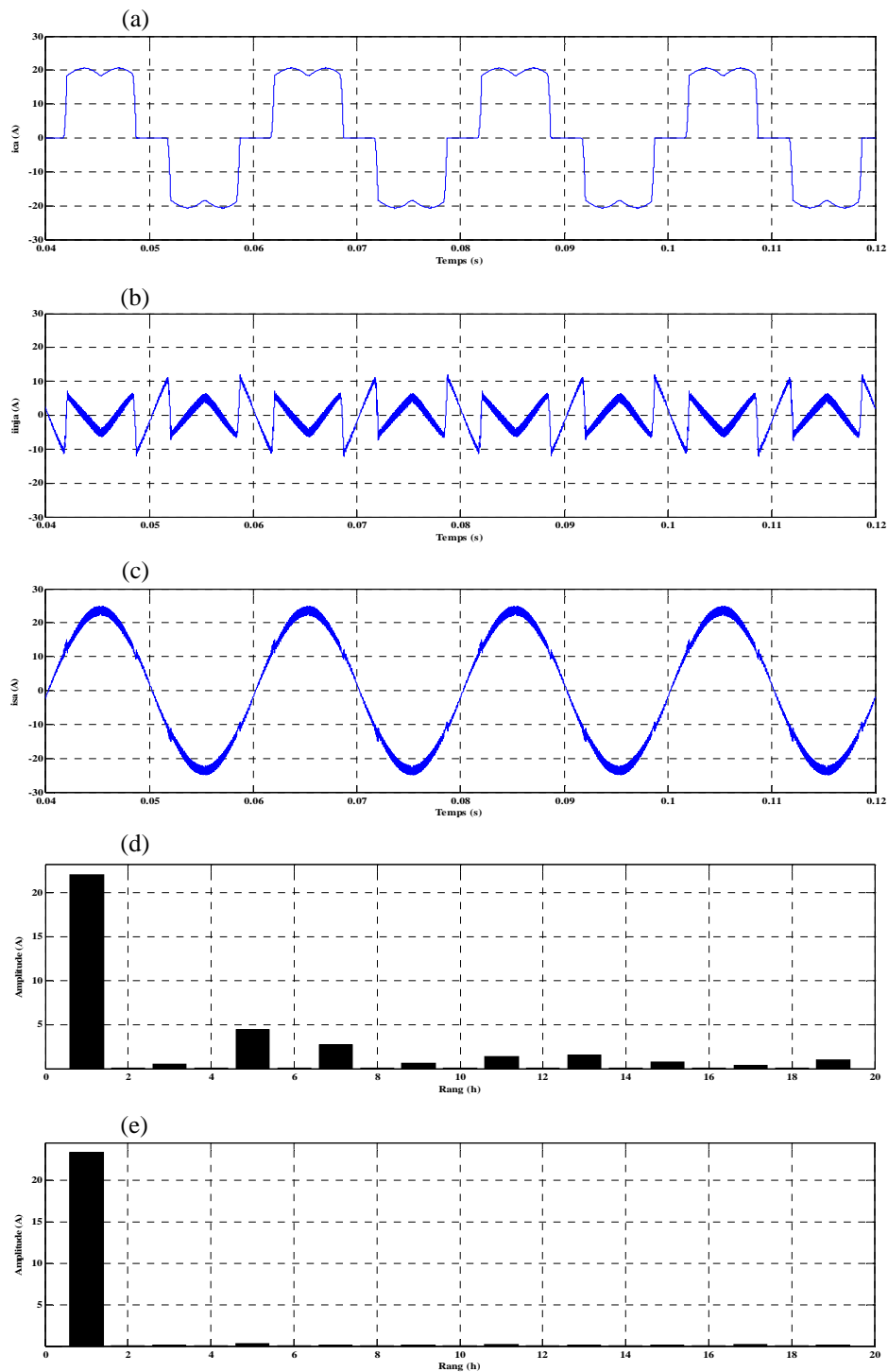


Fig. III.6. Performances de la compensation des harmoniques en utilisant un filtre actif à cinq niveaux : a) courant de la charge ; b) courant du filtre ; c) courant de source ; d) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; e) spectre harmonique du courant de source après compensation.

III.9. Conclusion

Après un rapide balayage de différentes structures de convertisseurs multiniveaux, nous avons présenté dans ce chapitre quelques configurations des filtres actifs multiniveaux. Ces derniers sont basés sur les onduleurs multiniveaux. Nous avons élaboré également un modèle instantané décrivant le fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois et à cinq niveaux en utilisant la notion des fonctions de connexion des interrupteurs.

En faisant une comparaison entre la structure du *SAPF* à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux, on peut conclure que l'augmentation de niveaux de tension apporte de bonnes performances sur la qualité de filtrage.

Application de la Logique Floue au Filtrage Actif Parallèle

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur les concepts fondamentaux utilisés en logique floue et ses principes de base. Par la suite, on montrera comment construire un régulateur flou, et l'appliquera au réglage de courant injecté par le *filtre actif parallèle* à deux niveaux. Des résultats de simulations seront aussi présentés et une comparaison entre le régulateur classique et régulateur flou sera effectuée pour juger les performances de ce type de contrôle.

Sommaire

IV.1. Introduction	64
IV.2. Principe de base de la logique floue	65
IV.3. Commande par la logique floue	69
IV.4. Application de la logique floue pour la commande du SAPF	72
IV.5. Résultats de simulation.....	74
IV.6. Conclusion.....	76

IV.1. Introduction

Le réglage conventionnel des systèmes repose essentiellement sur le dimensionnement des paramètres du régulateur à partir de la modélisation du système global, mais il est souvent difficile, voire impossible d'en avoir un modèle mathématique rigoureux permettant de mettre en œuvre une commande suffisamment robuste pour satisfaire les exigences du cahier de charge. C'est pourquoi la recherche s'est orientée vers d'autres techniques permettant de dépasser ce problème à savoir le réglage par logique floue. En fait, ce type de réglage ne nécessite d'établir aucun modèle du système à régler. Une approche floue est fondée sur l'exploitation des descriptions linguistiques des caractéristiques dynamiques du système, fournie par l'expertise humaine pour générer une loi de commande.

L'intérêt de la logique floue réside premièrement dans sa similitude avec le raisonnement humain. En effet, la prise de décision d'un opérateur est fonction de plusieurs variables décrites de manière qualitative et non grâce à des valeurs numériques précises. Deuxièmement, cette logique est intéressante car elle permet la prise de décision malgré l'absence d'une modélisation de système amont complexe comme le cas des systèmes non linéaires ou à structure variable (convertisseurs statiques) [11], [66].

La logique floue est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que Zadeh [67] a introduit le concept de sous-ensembles flous en 1965, et qui a vu sa véritable première application expérimentale à été réalisée avec succès en 1974 par l'équipe du professeur E.H. Mamdani [68]. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande, tout récemment, en Europe et en Amérique du Nord, une intense activité de recherche a débute afin d'introduire le principe du réglage par logique floue [69]. Aujourd'hui, la logique floue est arrivée à maturité et est utilisée dans de nombreux produits destinés au "grand public" notamment au Japon. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement.

La logique floue trouve notamment sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de systèmes et plus généralement en génie électrique telle que la commande des machines électriques [69], [70], les systèmes flexibles de transmission à courant alternatif (FACTS) [71] ou encore les filtres actifs [72], [73],...etc. Elle présente en effet l'avantage d'utiliser des règles linguistiques simples permettant de traduire facilement le savoir faire d'un expert pour répondre à une problématique spécifique. Dans ce sens, des correcteurs à base de logique floue améliorent de façon globale [74].

Cette technique suscite actuellement un intérêt général de la part des chercheurs, des ingénieurs, industriels et plus particulièrement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnements naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains. Cet intérêt a été cristallisé par la production, souvent initiée par des entreprises japonaises, de produits compétitifs et avantageux utilisant le concept de "commande floue" [75].

Dans ce chapitre, nous appliquons la commande par logique floue au filtre actif à deux niveaux. On présentera d'abord la méthodologie suivie pour la synthèse du régulateur flou. Puis son application pour la commande du filtre actif. Enfin, des résultats de simulation sont présentés et commentés.

IV.2. Principe de base de la logique floue

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système [76]. Avant d'aborder, le raisonnement en logique floue, il est nécessaire de définir ses bases.

Les éléments de base de la logique floue sont :

- *les variables linguistiques et ensembles flous;*
- *les fonctions d'appartenance;*
- *les opérateurs;*
- *les inférences.*

IV.2.1. Variables linguistiques et ensembles flous

La logique floue traite des variables imprécises, vagues ou incertaines et introduit des décisions objectives par un raisonnement approximatif. Ces variables forment des variables linguistiques, dont les valeurs sont estimées ou appréciées par des mots ou expressions du langage naturel appelés ensembles floue.

A titre d'exemple si on considère la température comme une variable linguistique alors ces ensembles flous ou ces valeurs peuvent être de nature faible, moyenne, élevée,...etc [77]. Mathématiquement, ces variables sont définies par des fonctions d'appartenance qui montrent le degré d'appartenance de ces variables aux différents sous-ensembles flous. En logique classique, une variable peut prendre deux valeurs vrai (1) ou faux (0). En logique floue : pour la variable floue x , on définit un ensemble flou A sur un univers de discours X par une fonction degré d'appartenance :

$$\begin{aligned} \mu_A & : X \rightarrow [0,1] \\ & x \mapsto \mu_A(x) \end{aligned} \tag{IV.1}$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A .

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de X . On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours, que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x [70], [78].

Nous rappelons dans cette partie quelques propriétés essentielles qui sont associées aux sous-ensembles flous [11], [79].

- **Noyau, $noy(A)$** : Le noyau d'un sous-ensemble flou A de X est défini comme l'ensemble des éléments x de X appartenant à A avec un degré d'appartenance égal à 1 :

$$noy(A) = \{ x \in X / \mu_A(x) = 1 \} \quad (IV.2)$$

- **Support, $supp(A)$** : Le support est défini comme l'ensemble des éléments de X appartenant au sous-ensemble A :

$$supp(A) = \{ x \in X / \mu_A(x) \neq 0 \} \quad (IV.3)$$

L'ensemble flou dont le support est *Singleton*, est représenté par une fonction d'appartenance de forme particulière appelé le singleton. Elle est définie par $\mu_A(x) = 1$ si $x = x_0$ et 0 sinon.

- **Hauteur, $hgt(A)$** : On définit la hauteur d'un sous-ensemble A de X , par le plus fort degré d'appartenance d'un élément x à A :

$$hgt(A) = \sup(\mu_A(x))_{x \in X} \quad (IV.4)$$

Afin de normaliser un sous-ensemble flou, on posera généralement $hgt(A) = 1$.

- **Ensemble normalisé**

Un ensemble est dit normalisé s'il est de hauteur 1.

Exemple : Dans la Figure IV.1, nous indiquons un exemple de sous ensemble normalisé ainsi que son noyau, son support et sa hauteur.

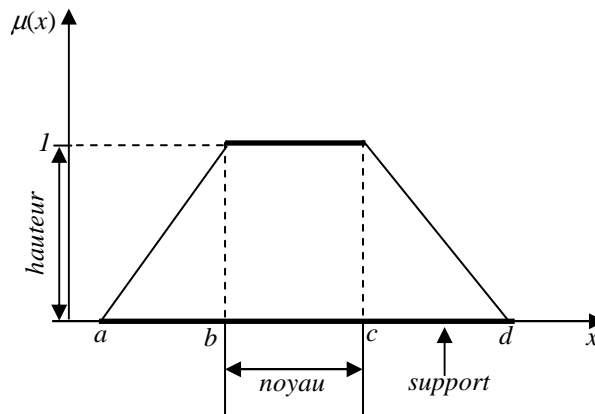


Fig. IV.1. Propriétés des sous-ensembles flous.

- **Coupe de niveau, α -cut(A)** : pour toute valeur α de $[0,1]$, la coupe de niveau α d'un sous-ensemble flou A de X est définie par le sous-ensemble :

$$\alpha - cut(A) = \{ x \in X / \mu_A(x) \geq \alpha \} \quad (IV.5)$$

- **Sous-ensemble flou convexe** : un sous-ensemble flou sera convexe s'il vérifie :

$$\forall x_1, x_2, x_3 \in X \text{ si } x_1 \leq x_2 \leq x_3 \text{ alors } \mu_A(x_2) \geq \min(\mu_A(x_1), \mu_A(x_3)) \quad (\text{IV.6})$$

Pour l'application de la commande floue, on utilisera surtout des sous-ensembles flous convexes.

- **Partition floue** : on définit n_A sous-ensembles flous (A_i) de X . $(A_1, A_2, \dots, A_{n_A})$ est appelée une partition floue de X si la condition (IV.7) est satisfaite:

$$\forall x \in X, \sum_{i=1}^{n_A} \mu_{A_i}(x) = 1 \quad (\text{IV.7})$$

IV.2.2. Fonctions d'appartenance

Généralement, les fonctions d'appartenance utilisées pour la description des sous-ensembles flous sont de forme triangulaire, trapézoïdale ou gaussienne comme le montre la Figure IV.2. Les deux premières formes sont les plus souvent employées en raison de leur simplicité.

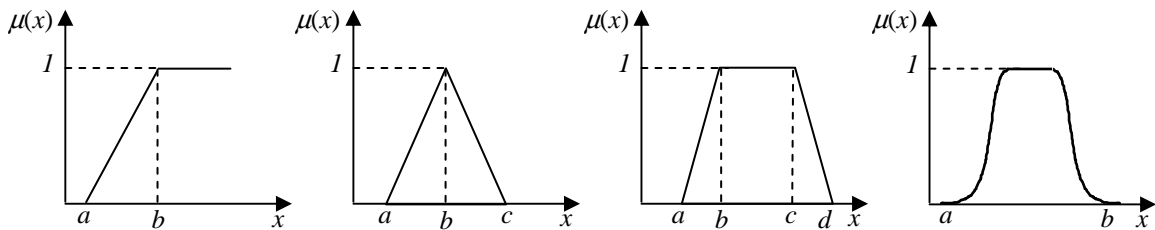


Fig. IV.2. Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

Les définitions mathématiques de ces fonctions d'appartenance sont :

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & x > b \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{x-c}{b-c} & b \leq x \leq c \\ 0 & x > c \end{cases} \quad \text{Pour la forme triangulaire} \quad (\text{IV.9})$$

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & x > c \\ \frac{x-d}{c-d} & c \leq x \leq d \end{cases} \quad \text{Pour la forme trapézoïdale} \quad (\text{IV.10})$$

IV.2.3. Opérateurs de la logique floue

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Soient A et B un couple d'univers de discours, une relation floue R entre A et B est définie par :

$$\begin{aligned} A \times B &\rightarrow [0,1] \\ (x, y) &\rightarrow \mu_R(x, y) \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

A. L'intersection

L'intersection de deux ensembles flous est le plus grand ensemble flou contenu dans A et dans B :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.12})$$

B. L'union

Une union de deux ensembles flous A et B est le plus petit ensemble flou contenant A et B :

$$\forall x \in X, \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{IV.13})$$

Comme la théorie des ensembles classiques, à ces opérateurs sont associés les propriétés suivantes :

$$A \cap X = A, A \cup X = X \quad (\text{IV.14})$$

$$A \cap B = B \cap A, A \cup B = B \cup A \quad (\text{IV.15})$$

$$A \cap (B \cap C) = (A \cap B) \cap C, A \cup (B \cup C) = (A \cup B) \cup C \quad (\text{IV.16})$$

$$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C), A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C) \quad (\text{IV.17})$$

C. La complémentation

Le complémentaire d'un sous ensemble flou A dans un ensemble de référence X est donné par la relation :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{IV.18})$$

IV.2.4. Règles floues

La connaissance experte permet de déduire une proposition ou une décision définissant une loi de commande à partir d'une ou plusieurs règles floues appelées règles d'inférences. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous **ET**, **OU**, **ALORS**,...etc. On s'intéresse au cas

de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons [70], [77]:

IV.2.4.1. Linguistiquement

Dans ce cas, on écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant:

SI condition une **ET/OU SI** condition deux **ALORS** décision ou action.

IV.2.4.2. Symboliquement

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

IV.2.4.3. Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

IV.3. Commande par la logique floue

Après cette exposition des principes de base les plus utilisés en logique floue nous allons présenter la structure d'un système de commande floue.

IV.3.1. Structure d'un régulateur flou

La majorité des régulateurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par E.Mamdani, qui comporte quatre blocs principaux comme le montre la Figure IV.3.

- *fuzzification*;
- *base de connaissance*;
- *mécanisme d'inférence* ;
- *défuzzification*.

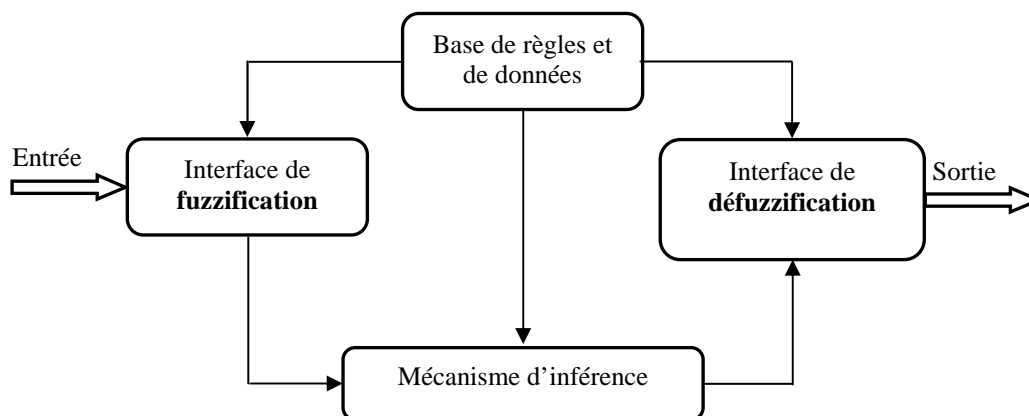


Fig. IV.3. Structure d'une commande floue.

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes (non- floues), un régulateur flou devrait convertir les valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande de valeurs floues en valeurs déterministes pour appliquer au procédé. Les rôles de chaque bloc peuvent être donnés comme suit :

IV.3.1.1. Fuzzification

Dans le domaine du contrôle, les données observées sont des grandeurs physiques générées par des capteurs. Il est nécessaire de convertir ces grandeurs réelles (erreur, variation de l'erreur) en des variables floues. Pour cela, on fait appel à une opération dite fuzzification, qui permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses sous ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

La désignation standard des ensembles flous est montrée dans le Tableau IV.1.

Tableau IV.1
Désignation standard des ensembles flous.

symbole	signification
NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
NP	Négatif Petit
EZ	Environ Zéro
PP	Positif Petit
PM	Positif Moyen
PG	Positif Grand

IV.3.1.2. Base de connaissance

On regroupe dans ce bloc, d'existence virtuelle, l'ensemble des définitions utilisées dans la commande floue (univers de discours, partition floue, choix des opérateurs...), ainsi que la base de règles, transcription sous forme de règles «**SI...ALORS** » de la stratégie de commande de l'expert.

L'établissement de ces règles est généralement basé sur la connaissance du problème et sur l'expérience de l'opérateur qui peut fixer le nombre de sous-ensembles, leurs fonctions d'appartenance ainsi que les variables linguistiques.

IV.3.1.3. Mécanisme d'inférence

Le principe de cette opération consiste à établir la liaison entre les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées du régulateur exprimées par des termes linguistiques (transformées à l'aide de fuzzification) et les variables de sortie sous sa forme floue à partir d'une parfaite connaissance et d'une expertise concernant le fonctionnement du processus à régler.

Les variables d'entrées sont liées par l'opérateur «**ET**», tandis que les variables de sortie des différentes règles sont liées par l'opérateur «**OU**» et l'ensemble des règles sont liées par les connecteurs tels que «**ET**» et «**ALORS**». La conséquence d'une règle floue est inférée par l'emploi de règle de composition, en utilisant les fonctions d'implications floues et les connecteurs «**ET**» et «**ALORS**». Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences à savoir [68], [70], [77], [79]:

- **Méthode d'inférence Max-Min**

Cette méthode réalise l'opérateur «**ET**» par la fonction "*min*", la conclusion «**ALORS**» de chaque règle par la fonction "*min*" et la liaison entre toutes les règles (opérateur «**OU**») par la fonction "*max*".

La dénomination de cette méthode, dite *max-min* ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs «**ALORS**» et «**OU**» de l'inférence.

- **Méthode d'inférence Max-Produit**

Cette méthode présente l'opérateur «**ET**» par la fonction "*min*", l'opérateur «**OU**» par la fonction "*max*" et la conclusion «**ALORS**» par la fonction "*Prod*". On l'appelle également "implication de Larsen".

- **Méthode d'inférence Somme-Produit**

Dans ce cas, l'opérateur «**ET**» est réalisé par le produit, de même que la conclusion «**ALORS**». Cependant, l'opérateur «**OU**» est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

IV.3.1.4. Défuzzification

Le résultat de l'agrégation des règles après inférence s'exprime sous la forme d'une fonction d'appartenance. Cette quantité correspond à un sous ensemble flou et ne représente pas une grandeur réelle. La transformation d'une information floue en une information déterminée est la defuzzification. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du centre de gravité et la méthode du maximum.

- **Méthode du centre de gravité**

On calcule simplement le centre de gravité de la fonction d'appartenance pour obtenir la commande réelle u . On obtient alors:

$$u = \frac{\int_Y \mu_B(y) y dy}{\int_Y \mu_B(y) dy} \quad (\text{IV.19})$$

Dans le cas d'un univers discret on a alors:

$$u = \frac{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_B(y_q) y_q}{\sum_{q=1}^{N_q} \mu_B(y_q)} \quad (\text{IV.20})$$

Nous nous sommes intéressés à cette méthode à cause de sa simplicité de calculs et sa sortie unique.

- **Méthode du maximum**

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale:

$$u = \max_{y \in Y} \mu_{B'}(y) = hgt(B') \quad (\text{IV.21})$$

IV.3.2. Synthèse du régulateur flou

Dans la commande floue plusieurs approches peuvent être utilisées, ces approches se distinguent par les entrées et la sortie du régulateur. La Figure IV.4 présente le schéma de principe d'un régulateur flou de type *PI*. Les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande elle-même à appliquer au processus. Dans notre travail nous avons utilisé cette structure dans la commande du *filtre actif parallèle*.

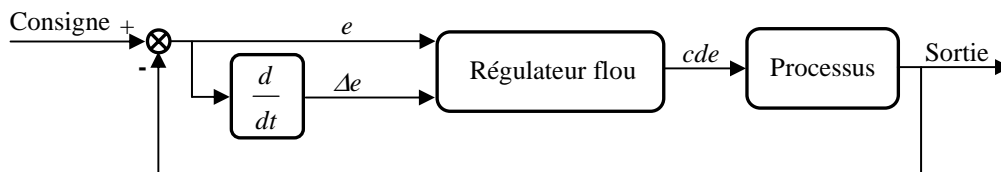


Fig. IV.4. Schéma de principe du contrôleur flou proposé.

Avec:

- e : erreur, telle que $e = consigne - x$;
- Δe : variation de l'erreur, $\Delta e = e(t) - e(t - T)$, T est une constante;
- cde : sortie du contrôleur flou;
- x : sortie du système.

IV.4. Application de la logique floue pour la commande du SAPF

IV.4.1. Conception d'un régulateur flou proposé

Pour la mise en œuvre de ce régulateur, on passe toujours par les étapes suivantes [28], [60], [70], [74], [79], [80], [81]:

A. Univers de discours

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition des univers de discours qui sont normalisés dans l'intervalle $[-1, 1]$ pour chaque variable.

B. Choix des fonctions d'appartenance

- Les deux entrées (e et Δe) sont définies chacune par trois sous-ensembles: Négative 'N', Nulle 'ZE', Positive 'P', tels que les fonctions d'appartenance sont du type Gaussien.
- La sortie (cde) est définie par cinq sous-ensembles: Grande Négative 'GN', Négative 'N', Nulle 'ZE', Positive 'P', Grande Positive 'GP', tels que les fonctions d'appartenance sont du type triangulaire.

La Figure IV.5 montre le choix de la forme des fonctions d'appartenance pour les deux entrées et la sortie définies dans l'intervalle $[-1,1]$. On note que ces fonctions d'appartenance ont une forme symétrique par rapport au zéro.

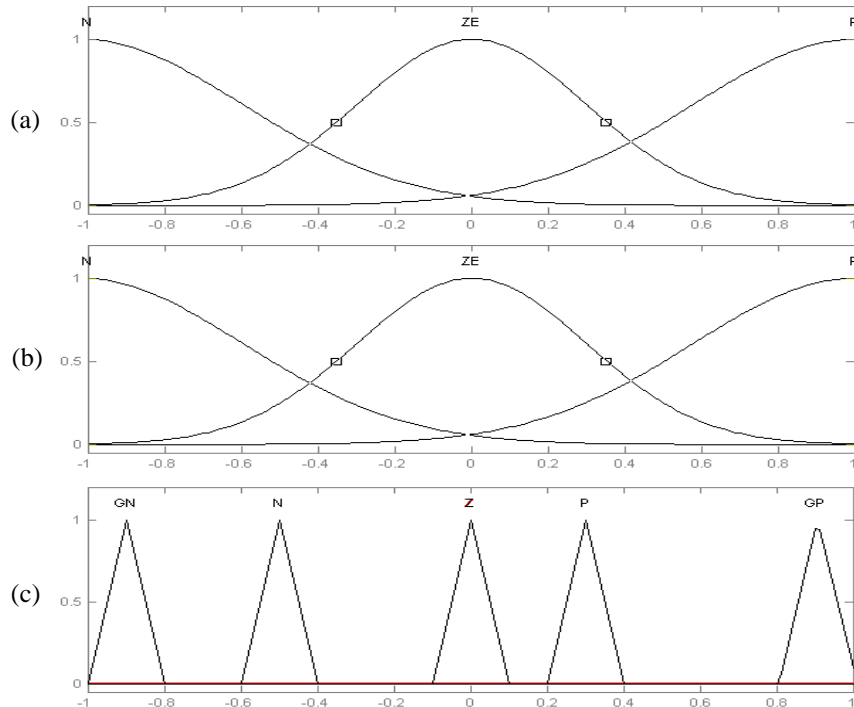


Fig. IV.5. Partitions floues. (a). Partition floue de e . (b). Partition floue de Δe . (c). Partition floue de cde .

C. Base des règles

L'établissement des règles floues se base sur le sens de variation de l'erreur e , de son signe algébrique et de celui de sa dérivée Δe , sachant que :

- e est croissante si sa dérivée Δe est positive,
- e est constante si sa dérivée Δe est nulle,
- e est décroissante si sa dérivée Δe est négative,
- e est positive si la consigne est supérieure à la sortie x (consigne $> x$),
- e est nulle si la consigne est égale à la sortie x (consigne $= x$),
- e est négative si la consigne est inférieure à la sortie x (consigne $< x$).

Alors la commande cde sera:

- Nulle (ZE) si e est nulle (ZE),
- Grande positive (GP) si e est positive dans les deux situations de croissance et décroissance,

- Grande négative (GN) si e est négative dans les deux situations de croissance et décroissance,
- Négative (N) si e est croissante vers zéro,
- Positive (P) si e est décroissante vers zéro.

Ainsi, les règles floues seront définies comme suit:

- SI e est ZE, ALORS cde est ZE,
- SI e est P, ALORS cde est GP,
- SI e est N, ALORS cde est GN,
- SI e est ZE ET Δe est P, ALORS cde est N,
- SI e est ZE ET Δe est N, ALORS cde est P.

D. Fuzzification

En ce qui concerne le module de fuzzification, on utilise l'opérateur du singleton.

E. Mécanisme d'inférence

Le mécanisme d'inférence qui a été choisi est le mécanisme d'inférence *max-min* avec l'opérateur minimum pour le «ET» flou et l'implication floue.

F. Défuzzification

La méthode de défuzzification pour le calcul du signal de sortie du régulateur, sera conditionnée par un compromis entre la facilité et la performance [77]. Nous avons opté pour la méthode du centre de gravité.

IV.5. Résultats de simulation

La simulation a été effectuée pour les paramètres du modèle de la Figure II.1 pris du Tableau II.3. L'implantation du régulateur flou est réalisée par le *Fuzzy Inference System Editor* de l'environnement *Matlab/Fuzzy Logic Toolbox* [81].

Les résultats de simulation, en utilisant un régulateur flou, sont donnés par la Figure IV.6. Cette figure représente respectivement les formes d'ondes d'une phase (a): du courant de charge, du courant du filtre, du courant de source et l'analyse spectrale de celui-ci, avec et sans filtrage. On observe, que le courant de charge est riche en harmoniques avec un *THD* médiocre de 28.60 %. Cependant, on constate que le filtre, associée à un régulateur flou est aussi capable de rendre la forme d'onde du courant de source quasi sinusoïdal avec quelques ondulations. Pendant ce régime, la valeur de tension du bus continu converge exactement vers sa référence ($v_{dref} = 800$ V).

Afin d'évaluer l'efficacité de notre méthode de régulation employée, nous comparons nos résultats avec ceux obtenues avec l'approche classique. Les performances sont évaluées grâce au *THD* côté source. On remarque que la compensation par l'approche floue est toujours plus efficace qu'une compensation par l'approche classique. Le *THD* mesuré est de 1.37 % grâce à cette approche au lieu de 3.01 % avec l'approche classique.

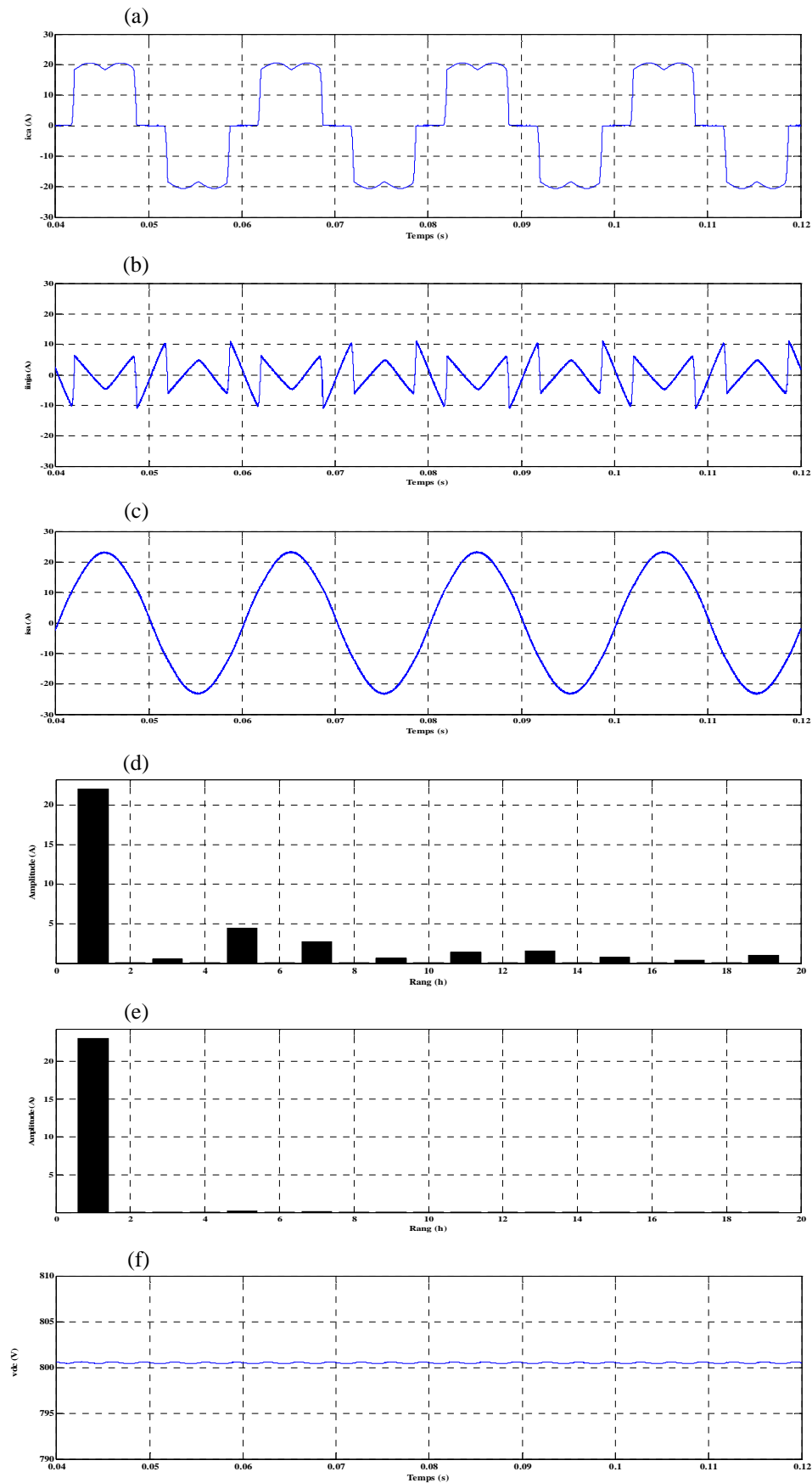


Fig. IV.6. Performances de la compensation des harmoniques avec un régulateur flou : a) courant de la charge ; b) courant du filtre ; c) courant de source ; d) spectre harmonique du courant de source avant compensation ; e) spectre harmonique du courant de source après compensation ; f) tension du bus continu.

IV.6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'avoir un aperçu global sur les systèmes flous. Nous avons montré comment appliquer cette théorie en vue de la conception d'un régulateur flou. A l'issue de cette étape, nous nous sommes intéressés par la commande du *SAPF* à deux niveaux en régulant le courant généré par le filtre actif.

Afin de vérifier les performances de notre technique de régulation, une comparaison des résultats de simulation de la commande du *SAPF* par régulateur conventionnel et régulateur flou a été faite. Compte tenu des résultats, le régulateur flou semble pouvoir remplacer le régulateur classique pour améliorer les performances de compensation des perturbations en courant. Le recours à de commande floue permet non seulement de régler le courant du filtre actif mais aussi d'avoir un courant de source de forme sinusoïdale et un facteur de puissance très proche de l'unité.

Chapitre V

Commande Directe de Puissance Appliquée au Filtre Actif Parallèle

Une nouvelle commande pour l'analyse des problèmes de qualité de l'énergie électrique est présentée dans ce chapitre. Elle est basée sur les valeurs des puissances instantanées active et réactive comme variables de commande.

Dans un premier temps, on présentera l'état de l'art et le principe du contrôle direct de puissance (*Direct Power Control – DPC*) avec table de commutation prédéfinie, appliqué au *filtre actif parallèle* à deux niveaux.

Dans un second temps, une technique proposée basée sur l'utilisation d'un filtre multi-variable est développée. Ensuite nous abordons les critères pour sélectionner le vecteur de commande qui doit être assuré la restriction de l'erreur dans une bande à hystérésis. Enfin, des résultats de simulation sont présentés afin de valider la commande proposée du filtre actif parallèle, notamment sous une tension perturbée du réseau électrique.

Sommaire

V.1. Introduction	78
V.2. Etat de l'art du contrôle direct de puissance	78
V.3. Principe du DPC classique	79
V.4. Principe du DPC proposé.....	83
V.5. Résultats de simulation	83
V.6. Interprétation des résultats	89
V.7. Conclusion	89

V.1. Introduction

L'identification des références est une étape très importante dans le processus de la compensation active. En effet, le système de commande, même très efficace, ne pourra pas à lui seul effectuer un filtrage satisfaisant si les composantes harmoniques ne sont pas correctement identifiées (référence de puissance, courant ou tension).

Dans les chapitres précédents nous avons essayé de détailler les deux principales boucles de régulation : la tension du bus continu v_{dc} et le courant du filtre actif (le suivi des références de courant). L'objectif de la commande en courant du filtre actif est de générer les ordres de commande de l'onduleur de sorte que les courants de sortie suivent le plus fidèlement possible les consignes en module et en phase. En complément, on utilisera des correcteurs de type *PI*, bien qu'ils étaient initialement utilisés dans les commandes classiques, afin de réguler les courants harmoniques. Or, ce type de correcteur, à cause de leur faible bande passante, ne peut pas réguler correctement les courants harmoniques. Ils sont normalement prévus pour réguler des courants continus dans les commandes classiques des convertisseurs.

Pour toutes ces raisons, dans ce chapitre nous proposons une nouvelle technique de commande du *SAPF* basée sur l'utilisation d'un filtre multi-variable [82] : Commande Directe de Puissance (*DPC*). Elle est basée sur l'utilisation directe des puissances instantanées comme variables de contrôle, en remplacement des variables de courant utilisées précédemment. Cette technique n'a pas besoin de l'utilisation des blocs de modulation, car les états de commutation de l'onduleur sont choisis directement par une table de commutation.

Une étude comparative avec la méthode classique montre les améliorations apportées par cette nouvelle technique de compensation. Nous observons la restitution de la forme sinusoïdale du courant de la source lors des perturbations ou déséquilibres de la tension de source.

V.2. Etat de l'art du contrôle direct de puissance

Le principe de base de commande directe de puissance a été originalement présenté par Takahashi *et al.* en 1986 [83] et il a été développé plus tard pour plusieurs applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsion et les boucles internes des variables contrôlées en les remplaçant par une table de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures.

En 1998, Noguchi *et al.* [84], ont introduit la première application pratique du concept de la commande directe de puissance. Cette application est utilisée pour contrôler les puissances instantanées active et réactive du redresseur à *MLI* triphasé sans capteurs de tension du réseau.

En 2001, Malinowski *et al.* [85], ont introduit une nouvelle configuration de *DPC* basée sur un estimateur de flux virtuel. Cependant, les deux dernières structures présentent un inconvénient majeur réside dans sa fréquence de commutation variable.

Pour surmonter ce problème, dans [86], Malinowski *et al.*, ont présenté un nouveau schéma de commande direct de puissance utilisant une modulation de largeur d'impulsion vectorielle (*SVM*) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante où les régulateurs à hystérésis et la table de commutation sont remplacés par des régulateurs *PI* et une commande *SVM*. Par conséquent, les performances de la commande dépendent fortement de l'aptitude de la boucle des régulateurs *PI*.

Récemment, d'autres structures du *DPC* basées sur des approches prédictives ont fait l'objet de publications internationales. Dans ce sens, en 2008, Cortes *et al.* [87], ont exposé

une structure de *DPC* basée sur la commande prédictive. Les avantages principaux de cette stratégie consistent dans l'absence de régulateurs *PI* pour le courant, de transformation de repères et de modulation *MLI*.

Une année plus tard, dans [88], une commande basée sur l'application des règles floues des règles floues a été proposée. Dans ce cas, les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive, converties en variables floues, sont utilisées directement pour la sélection du vecteur de commande adéquat.

Plus récemment encore, Portillo *et al.* [89], ont proposé d'appliquer la commande directe de puissance pour le convertisseur triphasé *NPC* à trois niveaux.

Par ailleurs, il est intéressant de mentionner que la majorité des travaux utilisant la commande *DPC* est appliquée aux redresseurs à *MLI* et peu s'intéressent aux filtres actifs [90], [91], [92], [93], [94], [82].

V.3. Principe du DPC classique

La Figure V.1 montre la configuration globale de la commande directe de puissance appliquée au *SAPF*. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (*DTC*) des machines à induction.

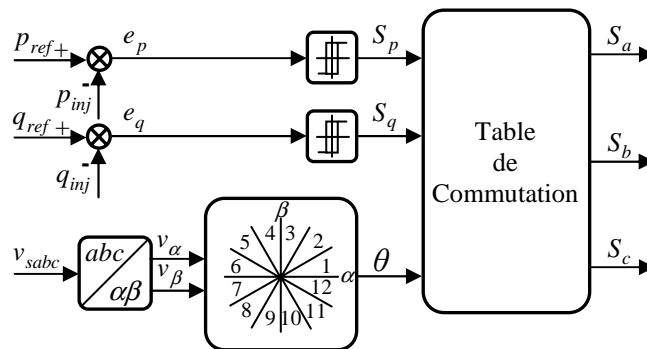


Fig. V.1. Configuration générale de la commande directe de puissance.

La *DPC* consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur l'erreur numérisée S_p , S_q qui sont limitées par une bande d'hystérésis, aussi bien que sur la position angulaire de la tension au point de raccordement de la charge au réseau *PCC*. Le plan (α, β) est divisé en douze secteurs pour déterminer le secteur de travail [84], [91], [92].

V.3.1. Calcul des puissances instantanées

V.3.1.1. Calcul des puissances instantanées injectées par *SAPF*

En se basant sur la mesure des tensions au point *PCC* : $v_{sa}(t)$, $v_{sb}(t)$, $v_{sc}(t)$ et des courants injectés $i_{inja}(t)$, $i_{injb}(t)$, $i_{inj c}(t)$ par *SAPF*, les puissances injectées active et réactive instantanées peuvent être calculées respectivement par les relations [95],[96] :

$$P_{inj} = v_{sa}i_{inja} + v_{sb}i_{injb} + v_{sc}i_{inj c} \quad (V.1)$$

$$q_{inj} = \frac{-(v_{sa}(i_{inj b} - i_{inj c}) + v_{sb}(i_{inj c} - i_{inj a}) + v_{sc}(i_{inj a} - i_{inj b}))}{\sqrt{3}} \quad (V.2)$$

V.3.1.2. Calcul des puissances instantanées de référence

Pour la détection des puissances instantanées de référence, on a appliqué une méthode similaire à la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées étudiée globalement dans le *Chap. II § II.3.1.1*. Le schéma de la Figure V.2 illustre les différentes étapes permettant l'obtention des composantes active et réactive de puissances de référence.

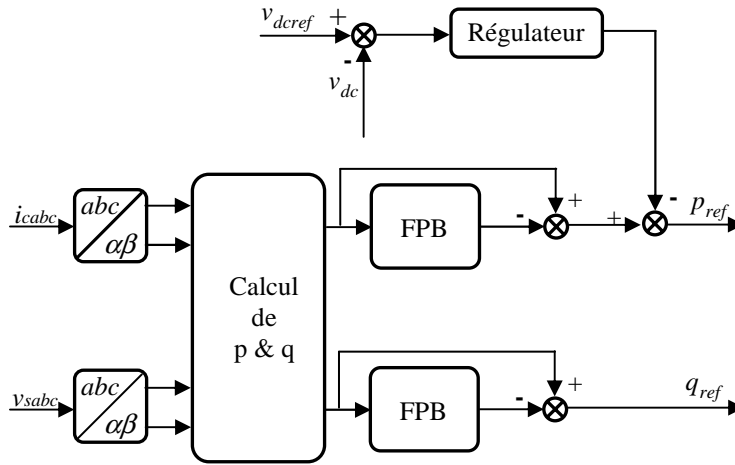


Fig. V.2. Schéma de principe de génération des puissances de référence pour DPC classique.

V.3.2. Comparateurs à hystérésis

Le contrôle par hystérésis est le contrôle de base pour des convertisseurs statiques. Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont déterminés directement à partir de l'erreur entre la puissance de référence et la puissance injectée par un comparateur à hystérésis caractérisé par une bande fixée au préalable comme le montre la Figure V.1. Le contrôleur proposé dans la *DPC* est le comparateur à deux niveaux pour les puissances active et réactive. Le comparateur à hystérésis à trois niveaux peut être envisagé pour plus d'amélioration [82], [84] [97], [98], [99].

$$e_p = p_{ref} - p_{inj} \quad (V.3)$$

$$e_q = q_{ref} - q_{inj} \quad (V.4)$$

La sortie des régulateurs à hystérésis donnée par les variables booléennes S_p et S_q , qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (p ou q) et l'état "0" pour une diminution :

$$\begin{aligned} S_p &= 1 \quad \text{si } p_{ref} - p_{inj} \geq h_p, & S_p &= 0 \quad \text{si } p_{ref} - p_{inj} \leq -h_p \\ S_q &= 1 \quad \text{si } q_{ref} - q_{inj} \geq h_q, & S_q &= 0 \quad \text{si } q_{ref} - q_{inj} \leq -h_q \end{aligned} \quad (V.5)$$

Où : h_p et h_q désignent les bandes d'hystérésis.

V.3.3. Détection de secteurs

Cette technique de commande, divise le référentiel (α, β) des tension au point *PCC* en douze secteurs avec un décalage de 30° comme illustré dans la Figure V.3 où le premier secteur est défini entre $(0 < \theta_n \leq \frac{\pi}{6})$. Les régions consécutives suivent dans le sens trigonométrique le même critère, qui peut être génériquement exprimé par :

$$(n-1)\frac{\pi}{6} < \theta_n \leq (n)\frac{\pi}{6}, \quad n = 1, 2, \dots, 12 \quad (\text{V.6})$$

L'hexagone de tension de la Figure II.2 a est la représentation vectorielle des vecteurs non nuls v_1 à v_6 (v_0 et v_7 étant les vecteurs nuls correspondant aux états 000 et 111 respectivement). Ensuite, l'algorithme de commande doit identifier le secteur, parmi les 1 à 12 secteurs, puis sélectionner le vecteur de tension de sortie du filtre actif v_f appartenant à l'hexagone de tension qui rend la puissance de sortie le plus proche possible de sa consigne.

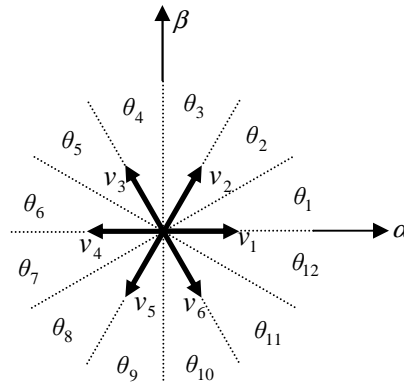


Fig. V.3. Représentation du vecteur de la tension dans le plan de l'espace vectoriel (α, β) .

A partir des tensions au point *PCC* dans le repère (α, β) , on déduit la position angulaire du vecteur de tension. Cette position est définie par l'équation (V.7) :

$$\theta = \arctan \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (\text{V.7})$$

V.3.4. Élaboration de la table de commutation [91]

Une fois les sorties booléennes des comparateurs à hystérésis établies, et suivant le numéro du secteur où se trouve le vecteur $v_{s\alpha\beta}$, le vecteur de la tension à appliquer à la sortie du *SAPF* est sélectionné à partir de la table de commutation. Les erreurs numérisées S_p , S_q et le secteur de travail sont les entrées de cette table, où les états de commutation S_{1i} , S_{2i} et S_{3i} du *SAPF* sont mémorisés.

L'état optimal de commutation de l'onduleur est choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques S_p , S_q et secteur c'est-à-dire, que le choix

s'effectue de sorte que l'erreur de la puissance active et réactive instantanée puisse être restreinte dans une bande désirée.

Sachant qu'un onduleur de tension à deux niveaux génère huit vecteurs de tension pour huit combinaisons différentes. Chaque vecteur de tension est calculé en se basant sur une combinaison des interrupteurs respectifs et de la tension du bus continu. La sélection des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur, pour construire la table de commutation, est basée sur des erreurs des puissances active et réactive et aussi sur la position du vecteur de la tension au point PCC dans chaque secteur. Le vecteur de tension de sortie du filtre actif v_f est contrôlé de telle sorte que le filtre actif injecte un courant i_{inj} égal et en opposition de phase à celui absorbé par la charge polluante. Ainsi, le courant fourni par la source, après compensation, devient sinusoïdal. Le meilleur suivi de v_f est obtenue quand deux des vecteurs de tension adjacents non nuls ($v_k, k = 1, 2, \dots, 6$) et un des vecteurs nuls (v_0 ou v_7) sont sélectionnés.

L'application du vecteur de tension approprié parmi les huit vecteurs de tension possibles du filtre conduira la variation des puissances active et réactive à une direction spécifique. L'influence de chaque vecteur de tension sur la variation de la puissance instantanée est différente, ce qui induit des dynamiques de commande différentes.

Supposons, à l'instant (t), la tension au point de couplage v_s est située dans le secteur 1. La sélection des vecteurs tension de l'onduleur, pour construire la table de commutation, est basée sur le signe des erreurs des puissances active et réactive dans chaque secteur. Le Tableau V.1 résume les critères qui doivent être remplies pour la sélection du vecteur de tension approprié.

Tableau V.1
Vecteurs de tension sélectionnés pour secteur 1.

Erreurs des puissances		Critères de sélection des vecteurs de tension	Exemples d'application
$e_q \geq 0$	$e_p \geq 0$	vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une source de puissance	Choix v_1 ou v_6
	$e_p < 0$	vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une charge	Choix v_0 , v_7 ou v_5
$e_q < 0$	$e_p \geq 0$	vecteurs de tension qui agissent comme un effet inductif et une source de puissance	Choix v_2
	$e_p < 0$	vecteurs de tension qui agissent comme un effet inductif et une charge	Choix v_0 , v_7 , v_3 ou v_4

Si l'erreur de puissance est $e_q \geq 0$ et $e_p \geq 0$, les vecteurs de tension qui doivent être sélectionnés sont des vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une source de puissance comme v_1 ou v_6 . Si $e_q \geq 0$ et $e_p < 0$, les vecteurs de tension qui doivent être sélectionnés sont des vecteurs de tension qui agissent comme un effet capacitif et une charge comme v_0 , v_7 ou v_5 . Le contrôle de puissance réactive instantanée a une priorité plus élevée que le contrôle de puissance active. Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de la tension pour les autres secteurs, ce qui donne la table de commutation présentée par le Tableau V.2.

Tableau V.2
Table de commutation de la DPC.

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1
	1	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6
0	0	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3
	1	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5

V.4. Principe du DPC proposé

Afin d'améliorer les performances de la *DPC* en conditions non idéales, une nouvelle *DPC* sera développée dans ce chapitre [82]. Nous présentons dans cette section, une configuration du *DPC* pour le *SAPF* triphasé utilisant une nouvelle approche pour l'identification des puissances de référence. Dans ce cas, l'extraction des puissances de référence n'est plus basée sur le filtre passe-bas, mais elle est basée sur le filtre multi-variable qui déjà étudié dans le *Chap. II § II.3.1.2*.

De manière similaire à la méthode précédente avec deux filtres passe-bas, notre démarche consiste à remplacer les deux filtres passe-bas par deux filtres multi-variables selon le schéma présenté sur la Figure V.4.

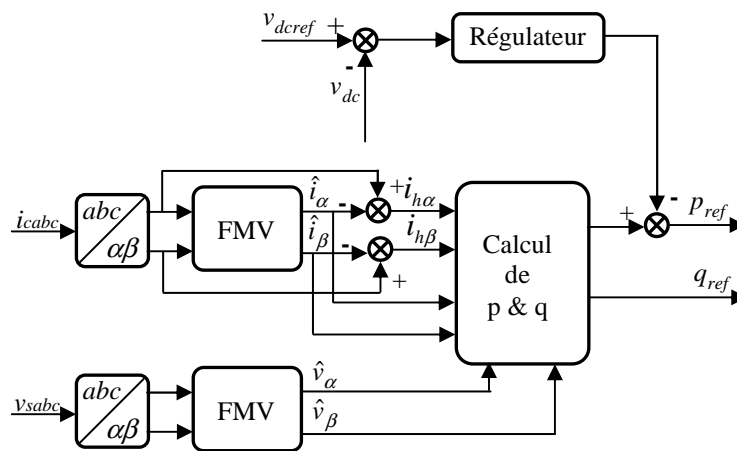


Fig.V.4. Schéma de principe de génération des puissances instantanées de référence pour DPC proposée.

V.5. Résultats de simulation

Afin de valider la nouvelle commande du *SAPF*, ci-dessus développée, nous avons effectué des simulations à l'aide des outils *Matlab/Simulink* et de la bibliothèque *SymPowerSystems*. Dans cette section, nous présentons les résultats pour les deux commandes dans les trois différents cas [82]:

- Tensions de source sinusoïdales équilibrées (Cas A);
- Tensions de source sinusoïdales déséquilibrées (Cas B);
- Tensions de source équilibrées contenant des harmoniques (Cas C).

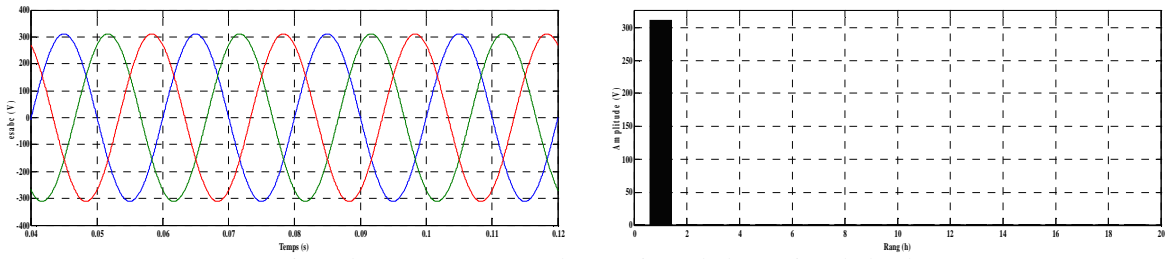
Pour prouver l'efficacité de la nouvelle structure en faisant une comparaison par rapport à la structure classique. La simulation est effectuée pour les mêmes paramètres du modèle de la Figure II.1 qui sont rassemblés dans le Tableau II.3.

V.5.1. Tensions de source sinusoïdales équilibrées (Cas A)

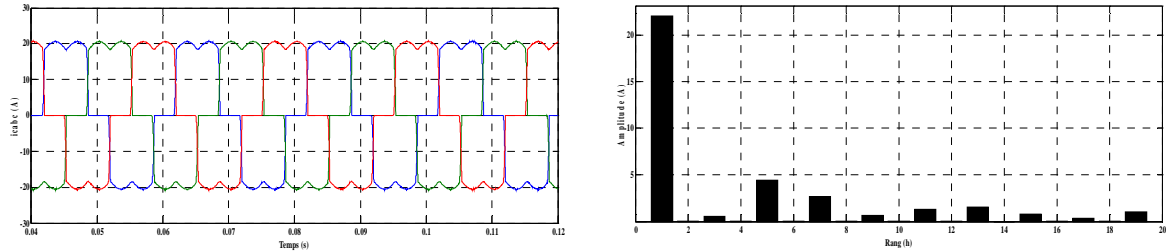
En premier lieu, nous allons voir le comportement de la *DPC* vis-à-vis des tensions sinusoïdales triphasées équilibrées de valeur efficace $E_s = 220$ V. La Figure V.5 présente les résultats obtenus lorsque les tensions de source sont triphasées équilibrées et ne contiennent pas d'harmonique. Les spectres harmoniques de tension de source et du courant de source avant et après filtrage sont présentés à la Figure V.5.a, V.5.b, V.5.c et V.5.d. Le Tableau V.3 présente la synthèse des résultats des différentes simulations obtenus pour les deux stratégies de commande appliquées au *filtre actif parallèle* de puissance. On remarque que la boucle de régulation de la tension continue arrive à poursuivre sa référence de ($v_{dcref} = 800$ V) comme montre la Figure V.6.

Tableau V.3
Résultats de simulation du *DPC* (Cas A).

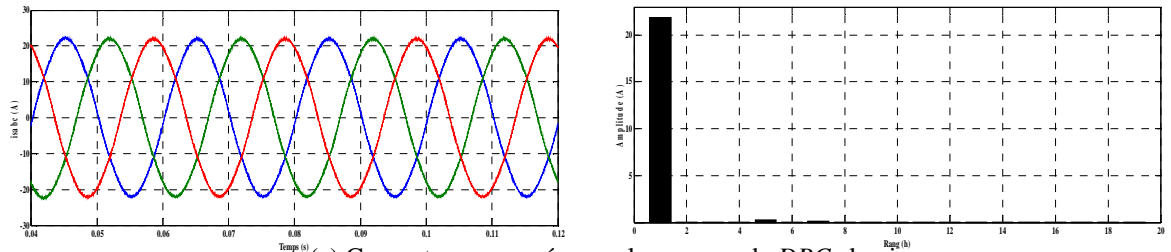
Phase	Tension de source	Courants de charge	Courants de source	
	rms (V)	THD (%)	THD (%)	THD (%)
			DPC classique	DPC proposée
a	220	27.86	1.28	0.47
b	220	27.82	1.28	0.45
c	220	27.83	1.28	0.43



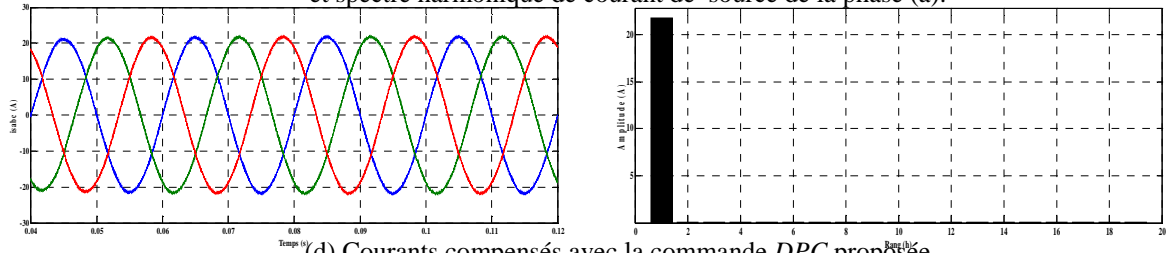
(a) Tensions de source et spectre harmonique de la tension de la phase (a).



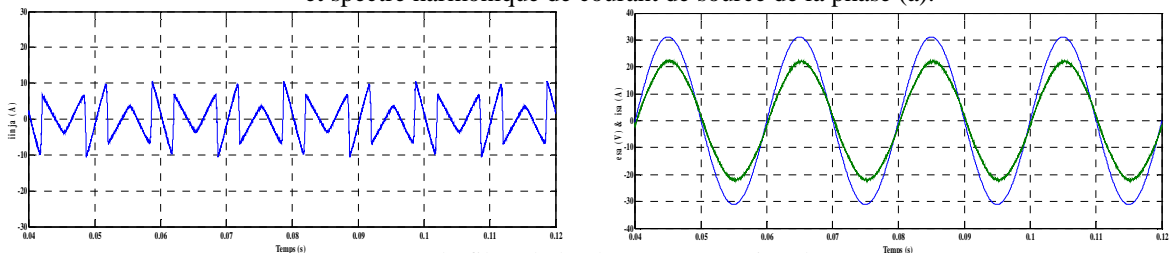
(b) Courants de la charge et spectre harmonique de courant de la charge de la phase (a).



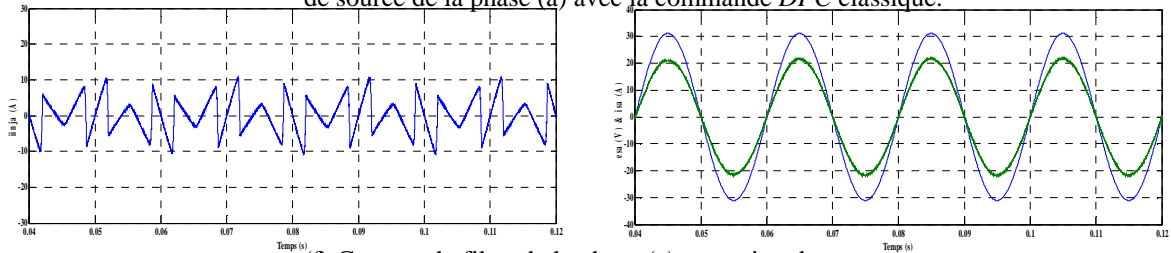
(c) Courants compensés avec la commande *DPC* classique et spectre harmonique de courant de source de la phase (a).



(d) Courants compensés avec la commande *DPC* proposée et spectre harmonique de courant de source de la phase (a).



(e) Courant du filtre de la phase (a) et tension de source et courant de source de la phase (a) avec la commande *DPC* classique.



(f) Courant du filtre de la phase (a) et tension de source et courant de source de la phase (a) avec la commande *DPC* proposée.

Fig. V.5. Performances de la compensation des harmoniques par les commandes *DPC* classique et *DPC* proposée (tensions de source sinusoïdales équilibrées).

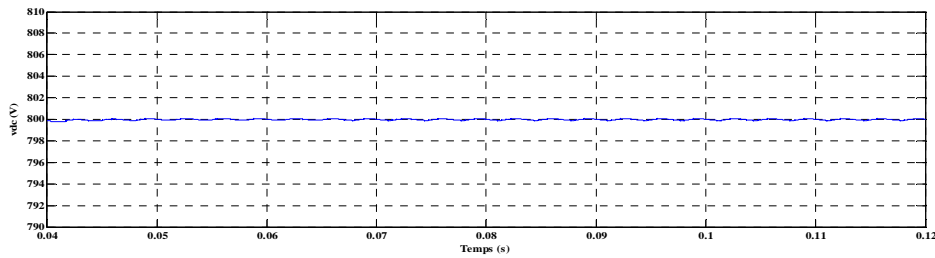


Fig. V.6. Tension du bus continu.

V.5.2. Tensions de source sinusoïdales déséquilibrées (Cas B)

Afin de valider le fonctionnement du *filtre actif parallèle* sous une tension perturbée du réseau électrique, on étudie le cas d'un réseau déséquilibré ; les valeurs efficaces des tensions des trois phases sont les suivantes : $E_{s1}=176$ V, $E_{s2}=220$ V et $E_{s3}=220$ V. Les résultats de simulation pour ce test sont donnés à la Figure V.7. La Figure V.7.a, V.7.b V.7.c et V.7.d présente l'analyse spectrale de la tension de source de la phase (a), courant de la charge et courant de source après filtrage. Les principaux résultats de cette simulation sont récapitulés dans le Tableau V.4.

Tableau V.4
Résultats de simulation du DPC (Cas B).

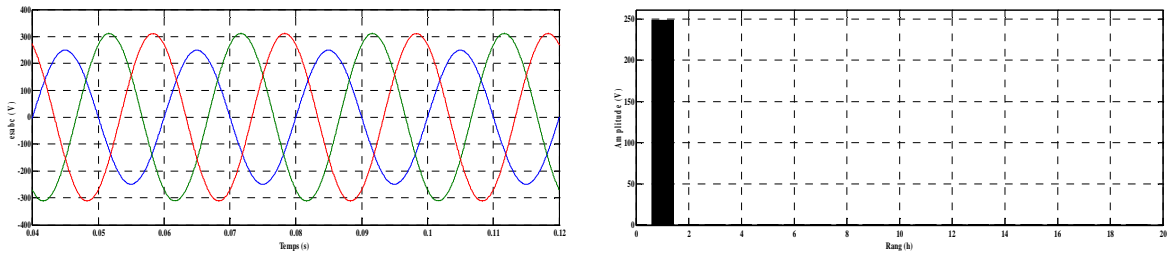
Phase	Tension de source	Courants de charge	Courants de source	
	rms (V)	THD (%)	THD (%)	THD (%)
			DPC classique	DPC proposée
a	176	31.69	9	1.54
b	220	25.95	9.82	2.06
c	220	26.15	10.33	2.61

V.5.3. Tensions de source équilibrées contenant des harmoniques (Cas C)

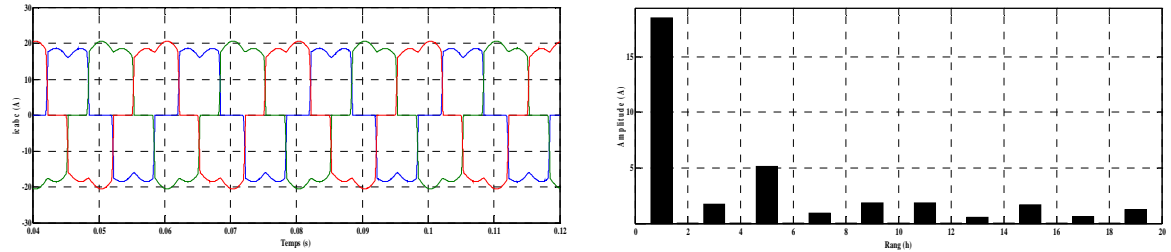
Considérons maintenant une source de tensions triphasées équilibrées et contiennent de l'harmonique d'ordre 7. La Figure V.8 montre le régime permanent de la tension de la source, les courants de la charge non linéaire, les courants de la source et le courant injecté par le filtre actif. La Figure V.8.a, V.8.b, V.8.c et V.8.d présente l'analyse spectrale, effectuée sur la phase (a), de la tension de source, courant de la charge et celui de la source après filtrage. Les principaux résultats de cette simulation sont rassemblés dans le Tableau V.5.

Tableau V.5
Résultats de simulation du DPC (Cas C).

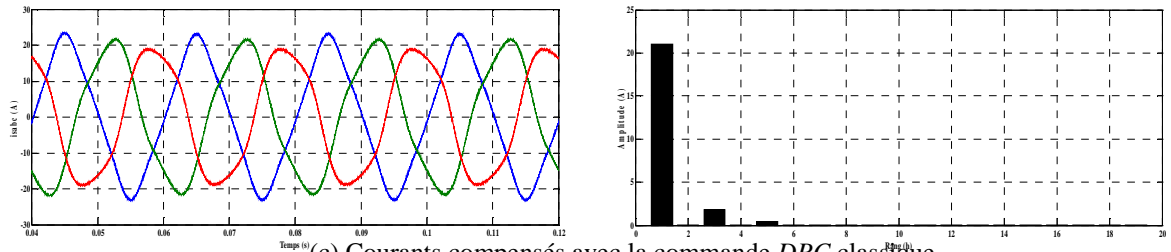
Phase	Tension de source	Courants de charge	Courants de source	
	rms (V)	THD (%)	THD (%)	THD (%)
			DPC classique	DPC proposée
a	222.20	29.07	16.34	4.63
b	222.20	29.55	16.38	4.46
c	222.20	29.12	16.36	4.08



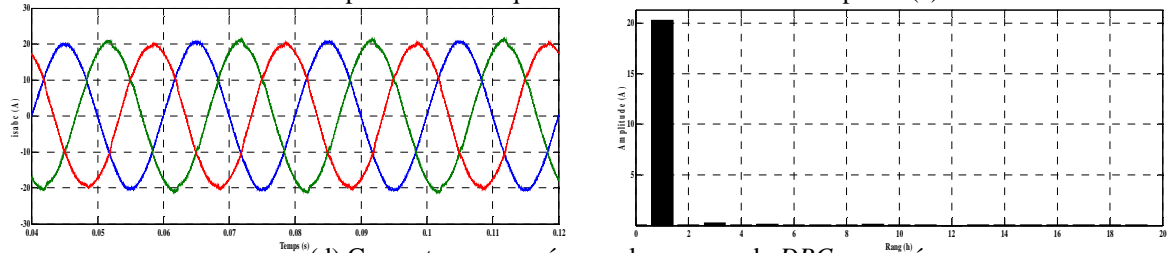
(a) Tensions de source et spectre harmonique de la tension de la phase (a).



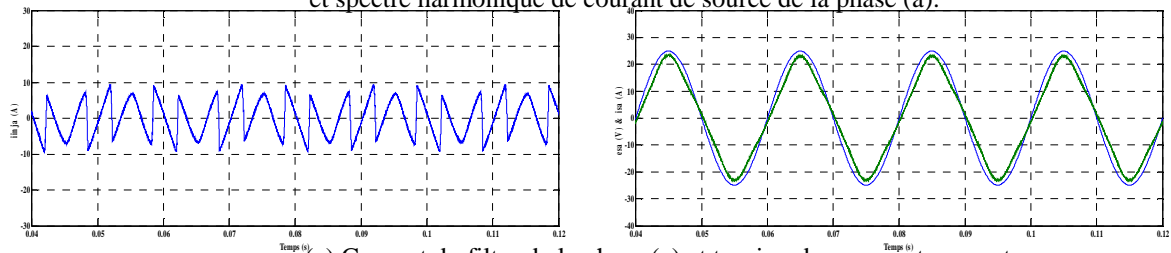
(b) Courants de la charge et spectre harmonique de courant de la charge de la phase (a).



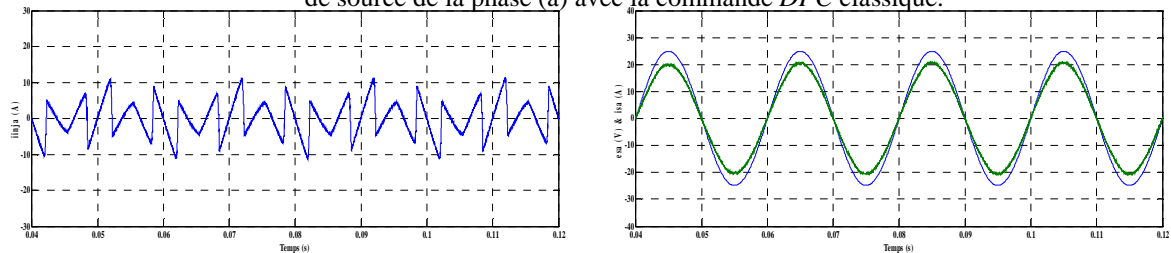
(c) Courants compensés avec la commande *DPC* classique et spectre harmonique de courant de source de la phase (a).



(d) Courants compensés avec la commande *DPC* proposée et spectre harmonique de courant de source de la phase (a).

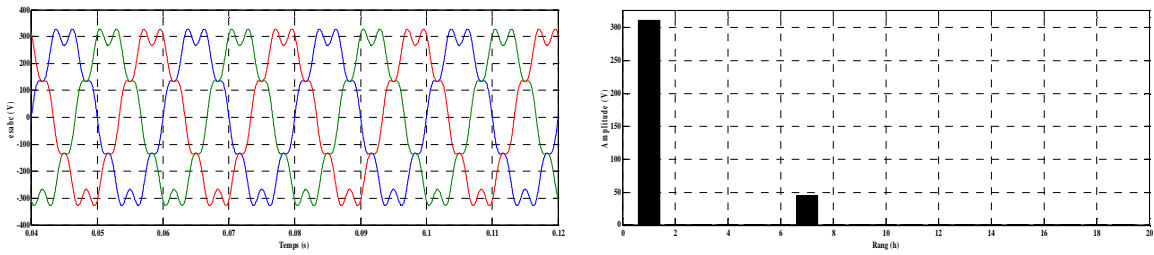


(e) Courant du filtre de la phase (a) et tension de source et courant de source de la phase (a) avec la commande *DPC* classique.

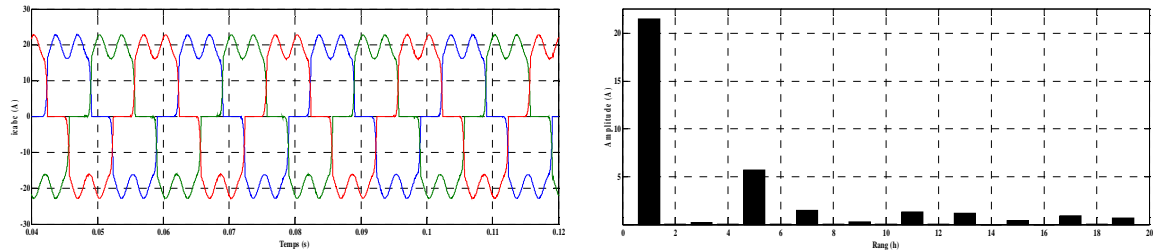


(f) Courant du filtre de la phase (a) et tension de source et courant de source de la phase (a) avec la commande *DPC* proposée.

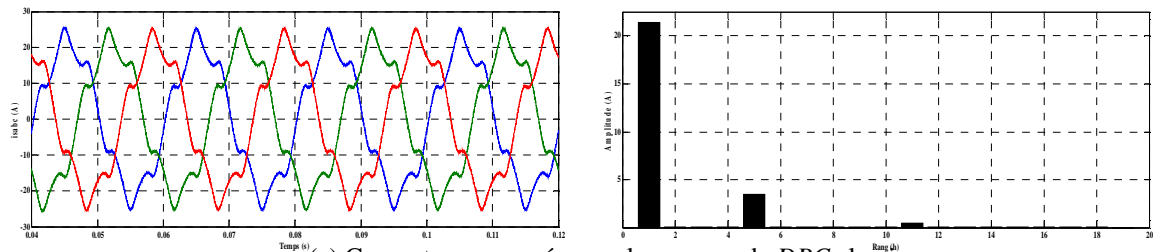
Fig. V.7. Performances de la compensation des harmoniques par les commandes *DPC* classique et *DPC* proposée (tensions de source sinusoïdales déséquilibrées).



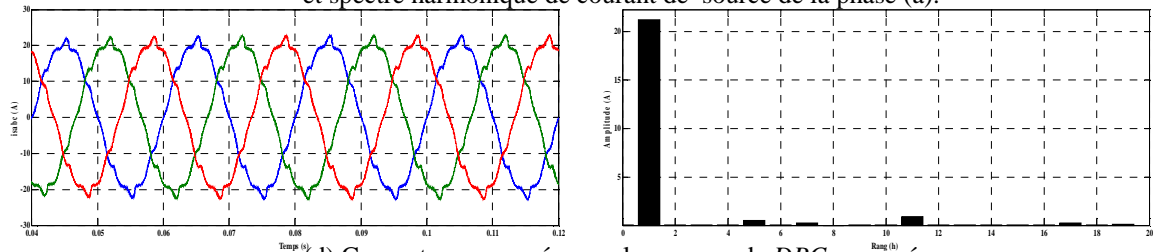
(a) Tensions de source et spectre harmonique de la tension de la phase (a).



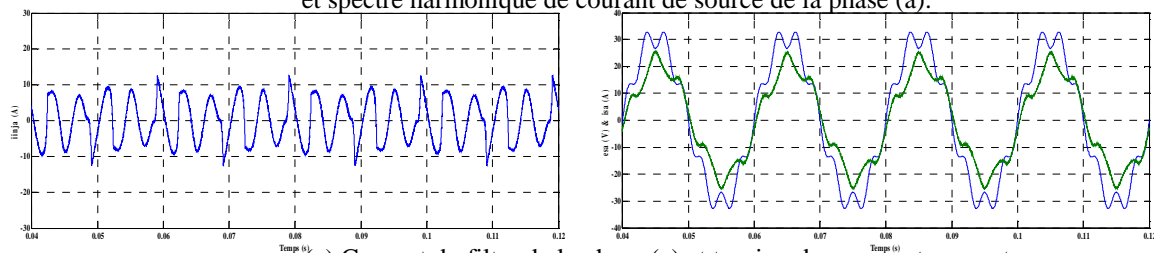
(b) Courants de la charge et spectre harmonique de courant de la charge de la phase (a).



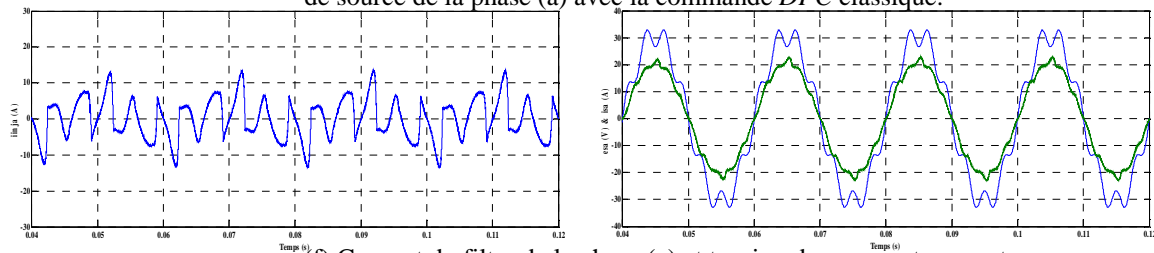
(c) Courants compensés avec la commande *DPC* classique et spectre harmonique de courant de source de la phase (a).



(d) Courants compensés avec la commande *DPC* proposée et spectre harmonique de courant de source de la phase (a).



(e) Courant du filtre de la phase (a) et tension de source et courant de source de la phase (a) avec la commande *DPC* classique.



(f) Courant du filtre de la phase (a) et tension de source et courant de source de la phase (a) avec la commande *DPC* proposée.

Fig. V.8. Performances de la compensation des harmoniques par les commandes *DPC* classique et *DPC* proposée (tensions de source équilibrées contenant des harmoniques).

V.6. Interprétation des résultats

Pour conclure, nous allons procéder à la comparaison des performances de ces deux techniques de commande pour les trois cas cités. Le *THD* mesuré peut exprimer l'efficacité de chaque technique. Les résultats de simulation sont indiqués dans les Tableaux V.3, V.4 et V.5.

Trois remarques peuvent être formulées :

- Pour le cas A, nous constatons qu'après filtrage les courants de la source sont équilibrés et sinusoïdaux. Les résultats de la simulation montrent que dans des conditions idéales, les performances des deux techniques de commande sont quasiment similaires.
- Pour le cas B, nous notons que la *DPC* basée sur les filtres multi-variables donne d'excellents résultats par rapport à la *DPC* utilisant des filtres passe-bas. En effet, on constate que pour cette dernière les *THDs* des courants de source sont légèrement élevés et dépassent les normes *IEEE standard 519*.
- Pour le cas C, nous remarquons que les performances de la technique classique se sont dégradées de manière significative. Le *THD* obtenu coté source, par cette technique, bien que réduit à une valeur légèrement supérieur à 16 % reste au delà de la limite réglementaire imposée de 5 %. De plus, nous pouvons observer qu'il existe un déphasage entre le courant et la tension de la source. Par contre, la méthode proposée d'identification des puissances de référence permet d'obtenir des performances satisfaisantes malgré la déformation des tensions d'alimentation du réseau.

Les différentes simulations, lors de l'utilisation de la commande *DPC* basée sur *FMV*, montrent une nette amélioration des résultats. Cette méthode permet de maintenir, sous différentes conditions de tensions de la source, le *THD* de courant inférieur à 5 %.

V.7. Conclusion

Dans ce chapitre, pour contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique dans les réseaux électriques de distribution, nous avons proposé une nouvelle configuration de la commande directe de puissance appliquée au *filtre actif parallèle*.

En premier, nous avons exposé une partie des travaux de recherche portant sur la commande directe de puissance. Ensuite, nous avons présenté deux stratégies de commande *DPC* du *SAPF*. La première approche est basée sur l'utilisation d'un filtre passe-bas. La deuxième approche est basée sur l'utilisation d'un filtre multi-variable.

En dernier, pour évaluer la commande *DPC* proposée nous présentons des résultats de simulation, du courant coté source après compensation, obtenus dans diverses conditions. Les résultats obtenus par cette approche ont confirmé sa bonne performance tout en effectuant les compensations désirées dans des conditions de sévères perturbations.

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans cette thèse s'est intéressé à la commande des dispositifs d'électronique de puissance, à base de filtres actifs, utilisés pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. De nouvelles structures de *filtres actifs parallèles* à base d'onduleur multiniveaux ont été étudiées. Elles avaient pour objectif la dépollution des harmoniques de courant produits par une charge non linéaire. Une nouvelle stratégie de commande directe de puissance, destinée à la commande d'un *filtre actif parallèle* à deux niveaux, a été ainsi développée.

Dans une première phase, nous avons effectué une étude théorique sur la problématique des perturbations harmoniques générées par des charges non linéaires connectées aux réseaux électriques. Puis, nous avons abordés différentes solutions, dont particulièrement le *filtre actif parallèle*. Des exigences de plus en plus strictes, des industries quant à la qualité de l'énergie, nous obligent à développer de nouvelles structures de filtres actifs plus performantes, afin d'obtenir de meilleurs résultats.

Dans la deuxième phase, nous avons étudié la commande des *filtres actifs parallèles multiniveaux*. Nous avons procédé à la comparaison entre différentes structures du *SAPF* à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux. Les résultats nous montrent que l'augmentation de niveau de tension entraîne de meilleures performances de filtrage et une meilleure qualité du courant de source. Cela se confirme par les faibles valeurs du taux de distorsion harmonique obtenu. D'autre part, l'efficacité du filtre actif dépend fortement de la méthode d'identification des courants de référence. La méthode choisie pour identifier les courants harmoniques est celle de l'identification des puissances réelle et imaginaire instantanée. Cette méthode nécessite des tensions de réseau saines pour identifier correctement les harmoniques du courant de charge. Or, les tensions du réseau sont souvent affectées par les courants harmoniques de la charge, pour y palier nous avons opté pour la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées modifiée. Les résultats expérimentaux obtenus ont été présentés et commentés.

Pour la phase de régulation des courants injectés par le filtre actif, nous avons pu améliorer les performances de la commande en utilisant le régulateur flou. Nous avons étudié la structure générale d'un régulateur flou et la méthodologie de sa conception. Une comparaison des résultats de simulation entre le régulateur conventionnel et le régulateur flou a été faite. Compte tenu des résultats obtenus, le régulateur flou semble le plus approprié pour l'amélioration des performances du filtre actif.

Dans la dernière partie, nous avons développé la technique de commande : commande directe de puissance pour le contrôle du filtre actif à deux niveaux. Celle-ci est basée sur la boucle de contrôle interne des puissances active et réactive instantanées. Dans ce cas, l'application des ordres de commande peut se faire directement à l'aide de la table de commutation. Cette technique, nous permet d'abaisser, encore plus, le taux de distorsion harmonique du courant de source. Une étude comparative entre la *DPC* classique et *DPC* proposée a été effectuée. Les résultats, de réduction de la valeur de taux de distorsion harmonique, obtenus montrent que l'application de la commande directe de puissance

basée sur le *FMV* remplit les conditions exigées, et ce même dans les conditions les plus défavorables.

Pour conclure, nous pouvons affirmer que les résultats obtenus, en particulier le taux de distorsion harmonique, sont satisfaisants et répondent aux limites imposées par les normes internationales *IEEE 519-1992*. Ceci prouve l'efficacité de l'application des structures des onduleurs multiniveaux dans le domaine du filtrage actif.

En perspective, nous envisageons de :

- Résoudre le problème épineux du déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs du côté continu de l'onduleur multiniveaux ;
- Faire une étude sur la commande du *filtre multiniveaux* dans le cas d'un réseau déséquilibré et/ou déformée ;
- Etudier des *filtres multiniveaux* avec prise en compte des défauts d'un semi-conducteur ;
- Combiner l'algorithme *DPC* avec une commande à modulation vectorielle (*DPC-SVM*) au lieu d'une table de commutation afin de travailler à une fréquence de commutation constante ;
- Valider expérimentalement les travaux réalisés sur la *DPC*, en particulier la réalisation de la *DPC* avec le filtre multi-variable ;
- Appliquer la technique *DPC* sur les filtres à base des onduleurs multiniveaux.

Références Bibliographiques

- [1] V. Ignatova, “Méthodes d’analyse de la qualité de l’énergie électrique : application aux creux de tension et à la pollution harmonique”, *Thèse de Doctorat*, Université Joseph Fourier, Octobre 2006.
- [2] T. Gouraud, “Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Centrale de Nantes, Université de Nantes, Janvier 1997.
- [3] L. Benchaita, “Etude par simulation numérique et expérimentation d’un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande”, *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Décembre 1998.
- [4] S.H. Shahalami, “Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d’entraînement asynchrone à vitesse variable”, *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Novembre 2001.
- [5] I.E. Otadui, “Sur les systèmes de l’électronique de puissance dédiés à la distribution électrique : application à la qualité de l’énergie”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2003.
- [6] A. L. D. H. Bermeo, “Commandes avancées des systèmes dédiés à l’amélioration de la qualité de l’énergie : de la basse tension à la montée en tension”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 2006.
- [7] M.A. Alali, “Contribution à l’étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension”, *Thèse de Doctorat*, Université Louis Pasteur, Strasbourg I, Septembre 2002.
- [8] F. Defaÿ, “Commande prédictive directe d’un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Université de Toulouse, Décembre 2008.
- [9] M. M. Abdusalam, “Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales”, *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [10] *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE Std. 519-1992.
- [11] A. Bouafia, “ Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI”, *Thèse de Doctorat*, Université Ferhat Abbas – Sétif, Octobre 2010.
- [12] D. Ould Abdeslam, “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux

- électriques basse tension”, *Thèse de Doctorat*, Université de Haute-Alsace, Décembre 2005.
- [13] K. Aliouane, “Contribution à l’étude du filtrage des harmoniques des réseaux de distribution à l’aide de l’association des filtres passifs et filtres actifs”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Janvier 1995.
- [14] A. Chaoui, “Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires”, *Thèse de Doctorat*, Université Ferhat Abbas – Sétif, Octobre 2010.
- [15] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, October 1999.
- [16] H. Akagi, “Active harmonic filters”, in *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, December 2005.
- [17] S. Srianthumrong and H. Akagi, “A medium-voltage transformerless AC/DC power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 874–882, May/June 2003.
- [18] J. Rodriguez, J.S. Lai, and F.Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, August 2002.
- [19] V. Aburto, M. Schneider, L. Moran, and J. Dixon, “An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter”, in *Proc. Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1121–1126, 22–27 June 1997.
- [20] W. Liqiao, L. Ping, L. Jianlin, and Z. Zhongchao, “Study on shunt active power filter based on cascade multilevel converters”, in *Proc. Power Electronics Specialists Conference*, vol. 5, pp. 3512–3516, 20–25 June 2004.
- [21] B.M. Han, H.J. Kim, and S.T. Baek, “Performance analysis of SSSC based on three-level multi-bridge PWM inverter”, *Electric Power Systems Research*, vol. 61, no. 3, pp. 195–202, April 2002.
- [22] G. Zhou, B. Wu, and D. Xu, “Direct power control of a multilevel inverter based active power filter”, *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 3–4, pp. 284–294, March 2007.
- [23] A.M. Massoud, S.J. Finney, A.J. Cruden, and B.W. Williams, “Three-phase, three-wire, five-level cascaded shunt active filter for power conditioning, using two different space vector modulation techniques”, *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 4, pp. 2349–2361, October 2007.
- [24] H. Zhang, S.J. Finney, A. Massoud, and B.W. Williams, “An SVM algorithm to balance the capacitor voltages of the three-level NPC active power filter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2694–2702, November 2008.
- [25] P. Xiao, G.K. Venayagamoorthy, and K.A. Corzine, “Seven-level shunt active power filter for high-power drive systems”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 6–13, January 2009.

- [26] D. Lalili, “MLI vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux : application à la conduite de la machine asynchrone”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique ENSP Alger, Avril 2009.
- [27] H. Buhler, “Convertisseurs statiques”, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1991.
- [28] H. Djeghloud, “Filtrage actif de puissance”, *Thèse de Doctorat*, Université Mentouri Constantine, Décembre 2007.
- [29] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, “High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1826–1835, September 2007.
- [30] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits”, in *Proc. International Power Electronics Conference*, pp. 1375–1386, Tokyo 1983.
- [31] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 20, no. 3, pp. 625–630, May/June 1984.
- [32] E.S. Gholipour, “Apport de l’UPFC à l’amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques”, *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Octobre 2003.
- [33] M. C. Benhabib, “Contribution à l’étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension : modélisation, simulation et validation expérimentale de la commande”, *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Décembre 2004.
- [34] H.S. Song, H.G. Park, and K. Nam, “An instantaneous phase angle detection algorithm under unbalanced line voltage condition”, in *Proc. IEEE 30th annual power electronics specialist conference*, vol. 1, pp. 533–537, August 1999.
- [35] A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, and M. Machmoum, “Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation”, *Renewable Energy*, vol. 34, no. 6, pp. 1545–1553, June 2009.
- [36] M. Abdusalam, P. Poure, S. Karimi, and S. Saadate, “New digital reference current generation for shunt active power filter under distorted voltage conditions”, *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 5, pp. 759–765, May 2009.
- [9] A. Gaillard, “Système éolien basé sur une MADA : contribution à l’étude de la qualité de l’énergie électrique et de la continuité de service”, *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Avril 2010.
- [38] D. Ould Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé, Y.A. Chapuis, et D. Flieller, “Stratégie neuromimétique d’identification et de commande d’un filtre actif parallèle”, *Revue des Systèmes, Série Revue Internationale de Génie Electrique (RS-RIGE)*, vol. 9, no. 1, pp. 35–64, 2006.
- [39] A. Khezzer, “Filtrage actif du couple de machines électriques de forte puissance”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Novembre 1997.

- [40] S. Rahmani, K. Al-Haddad, and H. Y. Kanaan, “A comparative study of shunt hybrid and shunt active power filters for single-phase applications: simulation and experimental validation”, *Electric Power Systems Research*, vol. 71, no. 4-6, pp. 345–359, June 2006.
- [41] J. Xu, “Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d’électricité”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, Janvier 1994.
- [42] L. Malesani, P. Mattavelli, and P. Tomasin, “High-performance hysteresis modulation technique for active filters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 5, pp. 876–884, September 1997.
- [43] M. Kale and E. Ozdemir “An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter”, *Electric Power System Research*, vol. 73, no. 2, pp. 113–119, February 2005.
- [44] B. Mazari and F. Mekri, “Fuzzy hysteresis control and parameter optimization of a shunt active filter”, *Journal of Information Science and Engineering*, vol. 21, no. 6 pp. 1139–1156, November 2005.
- [45] S. Buso, S. Fasolo, and L. Malesani, “A dead-beat adaptive hysteresis current control”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 4, pp. 1174–1180, July/August 2000.
- [46] M.A. Nejad, S. Pierfederici, J.P. Martin, and F.M. Tabar, “Study of an hybrid current controller suitable for DC-DC or DC-AC applications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2176–2186, November 2007.
- [47] S.L. Capitaneanu, “Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux niveaux”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, Novembre 2002.
- [48] O. Bouhali, E.M. Berkouk, C. Saudemont, and B. François, “A five level diode clamped inverter with self-stabilization of the DC-link voltage for grid connection of distributed generators”, in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics: ISIE 2004*, Ajaccio, France, vol. 2, pp. 947–952, 4-7 May 2004.
- [49] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, “A new neutral clamped PWM inverter”, in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Conf.*, pp.761–766, 1980.
- [50] J.S. Manguelle, “Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi secondaires basse fréquence: réactions au réseau d’alimentation”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2004.
- [51] H. Foch, F. Forest, et T. Meynard, “Onduleurs de tension : structures, principes, applications”, *Techniques de l’Ingénieur*, Traité Génie Electrique, no. D3 176, Février 1997.
- [52] E. Cengelci, S.U. Sulistijo, B.O. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu, and F. Blaabjerge, “A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 3, pp. 628–637, May/June 1999.

- [53] C. D. A. Martins, “Contrôle direct du couple d’une machine asynchrone alimentée par un convertisseur multiniveaux à fréquence imposée”, *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2000.
- [54] T. Ghennam, “Supervision d’une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d’un réseau électrique, apports des convertisseurs multiniveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Militaire Polytechnique d’Alger, Septembre 2011.
- [55] A. Ouari, **N. Mesbahi**, and A. Omeiri, “High selectivity filter based reference current generation method for three-level shunt active power filters under adverse source voltage conditions”, *International Journal of Systems Assurance Engineering and Management*, 2014.
- [56] J.S. Mariéthoz, “Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies, modulation et commande”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [57] W.D. Jiang, S.W. Du, L.C. Chang, Y. Zhang, and Q. Zhao, “Hybrid PWM strategy of SVPWM and VSVPWM for NPC three-level voltage-source inverter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 10, pp. 2607–2619, October 2010.
- [58] E.M. Berkouk, “Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects : application aux gradateurs et aux onduleurs multiniveaux”, *Thèse de Doctorat*, CNAM Paris, Décembre 1995.
- [59] J.P. Caron et J.P. Hautier, “Convertisseurs statiques - méthodologie causale de modélisation et de commande”, *Ed. Technip*, Paris, 1999.
- [60] R. Zaimeddine, “Contrôle direct du couple d’une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multiniveaux”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique ENSP Alger, Juillet 2007.
- [61] S. Barkat, “Modélisation et commande d’un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : application à la conduite d’une machine asynchrone”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique ENSP Alger, Juin 2008.
- [62] R. Guedouani, “Etude et commande des différentes cascades redresseurs de tension triphasé MLI - onduleur de tension à cinq niveaux : application à la conduite de la machine asynchrone de forte puissance”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique ENSP Alger, Juillet 2009.
- [63] R. Chibani, “Application de l’automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC”, *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique ENSP Alger, 2007.
- [64] **N. Mesbahi** and A. Ouari, “Five-level shunt active power filter for power quality improvement in a distribution network”, in *Proc. Intern. Conf. on Electrical Engineering, Electronics and Automatics (ICEEA’10)*, Bejaia, Algeria, 2-3 November 2010.

- [65] N. Mesbahi and A. Ouari, "Five-level cascaded shunt active power filter for power quality improvement", in *Proc. Intern. Conf. on Electronics & oil from theory to applications (ICEO'11)*, Ouargla, Algeria, 1-2 March 2011.
- [66] A. Hussain, "Contribution à la commande adaptative robuste par modes glissants", *Thèse de Doctorat*, Université de Reims Champagne Ardenne, Décembre 2009.
- [67] L. Zadeh, "Fuzzy sets", *Information and Control*, pp. 338–353, 1965.
- [68] P. Borne, J. Rozinoer, J.Y. Dieullot, et L. Dubois, "Introduction à la commande floue", *Collection Sciences & Technologies, Ed. Technip*, Paris, 1998.
- [69] M.T. Cao, "Commande numérique de machines asynchrones par logique floue", *Thèse de Doctorat*, Université Laval Québec, Décembre 1997.
- [70] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", *Thèse de Doctorat*, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999.
- [71] A. Rubaai and A.R. Ofoli, "Multilayer fuzzy controller for control of power networks", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 6, pp. 1521–1528, November/December 2004.
- [72] H. Benalla and H. Djeghloud, "Shunt active filter controlled by fuzzy logic", *Journal of King Saud University, Engineering Sciences (2)*, vol. 18, pp. 231–247, 2006, Academic Publishing and Press.
- [73] G.K. Singh, A.k. Singh, and R. Mitra, "A simple fuzzy logic based robust active power filter for harmonics minimization under random load variation", *Electric Power System Research*, vol. 77, no. 8, pp.1101–1111, June 2007.
- [74] J. Faucher, "Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue", *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 2006.
- [75] G. Gateau, "Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série : commande non linéaire et commande floue", *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.
- [76] B.B. Meunie, et C. Marsal, " Logique floue : principe, aide à la décision", *Ed. Hermes Science Lavoisier*, 2003.
- [77] H. Buhler, "Réglage par logique floue", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne ,1994.
- [78] M. Nezar, "Diagnostic des associations convertisseurs statiques-machines asynchrones en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle", *Thèse de Doctorat*, Université Batna, Juin 2006.
- [79] A. Hazzab, "Commande des systèmes par logique floue, réseaux neurones et algorithmes génétiques", *Thèse de Doctorat*, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Février 2006.

- [80] K. Kouzi, “Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d’une machine à induction sans transducteur rotatif”, *Thèse de Doctorat*, Université Batna, Mai 2008.
- [81] **N. Mesbahi** and A. Ouari , “Control of three-phase shunt active power filter using fuzzy logic”, in *Proc. International Review of Automatic Control (IREACO)*, vol. 2, no. 4, pp. 397–401, July 2009.
- [82] **N. Mesbahi**, A. Ouari, D. Ould Abdeslam, T. Djamah, and A. Omeiri, “Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions”, *Electric Power Systems Research*, vol. 108, pp. 113–123, March 2014.
- [83] I. Takahashi and T. Noguchi , “A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, September/October 1986.
- [84] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, “Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 3, pp. 473– 479, May/June 1998.
- [85] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. D. Marques, “ Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 4, pp. 1019–1027, July /August 2001.
- [86] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. Kazmierkowski, “Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 447–454, April 2004.
- [87] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, “Direct power control of an AFE using predictive control”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2516– 2523, September 2008.
- [88] A. Bouafia, F. Krim, and J.P. Gaubert, “Fuzzy-logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1984– 1992, June 2009.
- [89] R. Portillo, S. Vazquez, J.I. Leon, M.M. Prats, and L.G. Franquelo, “Model based adaptive direct power control for three-level NPC converters”, *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1148– 1157, May 2013.
- [90] S. Chen and G. Joos, “Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation”, in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 1026–1032, June 2004.
- [91] B.S. Chen and G. Joos, “Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2729– 2737, November 2008.
- [92] A. Chaoui, F. Krim, J.P. Gaubert, and L. Rambault, “DPC controlled three-phase active filter for power quality improvement”, *Electrical Power and Energy Systems* vol. 30, no. 8, pp. 476– 485, October 2008.

-
- [93] A. Chaoui, J.P. Gaubert, and F. Krim, "Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter", *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 6, pp. 657– 666, June 2010.
- [94] A. Ouari and **N. Mesbahi**, "Improvement of the electrical energy quality using a direct power control for shunt active power filters", *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, vol. 9, no. 1, pp. 16– 21, January 2013.
- [95] K. Hyosung, F. Blaabjerg, B. B. Jensen, and J. Choi, "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using $p-q-r$ theory", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp.702–710, September 2002.
- [96] G. Superti and G. Todeschini, "Discussion on instantaneous $p-q$ strategies for control of active filters", *IEEE Trans. Power Electronic.*, vol. 23, no. 4, pp. 1945– 1955, July 2008.
- [97] **N. Mesbahi** and A. Ouari, "Direct power control of three-phase PWM rectifier without line voltage sensors", in *Proc. 2èmes Journées Internationales d'Electrotechnique, de Maintenance et de Compatibilité Electromagnétique (JIEMCEM2010)*, ENSET Oran, Algeria, 25-27 May 2010.
- [98] T. Mesbahi, T. Ghennam, **N. Mesbahi**, and E.M. Berkouk, "Simulation study on decoupled power control of doubly fed induction generator", in *Proc. Intern. Conf. on Power Electronics and Electrical Drives (ICPEED'10)*, USTO Oran, Algeria, 26-27 October 2010.
- [99] T. Mesbahi, T. Ghennam, E.M. Berkouk, and **N. Mesbahi**, "DPC for wind energy conversion system and active filter", in *Proc. Intern. Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications (EFEEA'2010)*, Ghardaia, Algeria, 2-4 November 2010.

1. Type : Revues Internationales

- [J1] **N. Mesbahi** and A. Ouari , “Control of three-phase shunt active power filter using fuzzy logic”, *International Review of Automatic Control (IREACO)*, vol.2, no. 4, pp. 397–401, July 2009.
- [J2] A. Ouari and **N. Mesbahi**, “Improvement of the electrical energy quality using a direct power control for shunt active power filters”, *The Mediterranean Journal of Measurement and Control*, vol. 9, no. 1, pp. 16–21, January 2013.
- [J3] **N. Mesbahi**, A. Ouari, D. Ould Abdeslam, T. Djamah, and A. Omeiri, “Direct power control of shunt active filter using high selectivity filter (HSF) under distorted or unbalanced conditions”, *Electric Power Systems Research*, vol. 108, pp. 113–123, March 2014.
- [J4] A. Ouari, **N. Mesbahi**, and A. Omeiri, “High selectivity filter based reference current generation method for three-level shunt active power filters under adverse source voltage conditions”, *International Journal of Systems Assurance Engineering and Management*, 2014.

2. Type: Conférences Internationales

- [C1] **N. Mesbahi** and A. Ouari, “Study of a parallel active filter using three level inverter”, *2nd International Conference on Electrical Systems Design & Technologies*, Hammamet, Tunisia, 8-10 Novembre 2008.
- [C2] **N. Mesbahi**, A. ouari, and K. Akkouchi, “Reduction of the harmonics by a parallel active filter controlled by PWM and hysteresis”, *3rd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT’09)*, Sousse, Tunisia, 31-2 Octobre/Novembre 2009.
- [C3] **N. Mesbahi**, A. ouari, and K. Akkouchi, “A fuzzy logic control applied to shunt active power filter”, *3rd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT’09)*, Sousse, Tunisia, 31-02 Octobre/Novembre 2009.
- [C4] **N. Mesbahi** and A. Ouari, “A fuzzy logic control for three -level shunt active power filter”, *First International Conference on Industrial Engineering & Manufacturing (ICIEM 2010)*, Université de Batna, Batna, Algérie, 9-10 Mai 2010.
- [C5] **N. Mesbahi** and A. Ouari, “Direct power control of three-phase PWM rectifier without line voltage sensors”, *2èmes Journées d’Electrotechnique, de Maintenance et de Compatibilité Electromagnétique (JIEMCEM2010)*, ENSETOran, Oran, Algérie 25-27 Mai 2010.
- [C6] T. Mesbahi, T. Ghennam, **N. Mesbahi**, and E.M. Berkouk, “Simulation study on decoupled power control of doubly fed induction generator”, *First International Conférence on Power Electronics and Electrical Drives (ICPEED’10)*, USTO Oran, Algérie, 26-27 Octobre 2010.
- [C7] **N. Mesbahi** and A. Ouari, “Five-level shunt active power filter for power quality improvement in a distribution network”, *International Conference on Electrical Engineering, Electronics and Automatics’10 (ICEEA’10)*, Université de Bejaia, Bejaia, Algérie, 2-3 Novembre 2010.
- [C8] T. Mesbahi, T. Ghennam, E.M. Berkouk, and **N. Mesbahi**, “DPC for wind energy conversion system and active filter”, *International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications (EFEEA’10)*, Ghardaïa, Algérie, 2-4 Novembre 2010.

- [C9] **N. Mesbahi** and A. Ouari, “Five-level cascaded shunt active power filter for power quality improvement”, *The International Conference on Electronics & Oil From Theory to Applications (ICEO'11)*, Université de Ouargla, Ouargla, Algérie, 1- 2 Mars 2011.
- [C10] **N. Mesbahi**, H. Serhoud, and A. Ouari, “Analysis of direct power control applied to shunt active filter for power-quality improvement”, *7th International Conference on Electrical Engineering (CEE'2012)*, Université de Batna, Batna, Algérie, 8-10 October 2012.
- [C11] **N. Mesbahi**, A. Ouari, and A. Omeiri, “Fuzzy logic controlled shunt active power filter based on high selectivity filter for reference current generation under distorted source voltages”, *Deuxième Conférence Internationale sur la Maintenance, la Gestion, la Logistique et l'Electrotechnique (CIMGLE'2012)*, ENSET Oran, Oran Algérie, 19-21 Novembre 2012.
- [C12] **N. Mesbahi**, A. Ouari, and A. Omeiri, “ High performance direct power control of three-phase shunt active power filters”, *International Conference on Electromechanical Engineering (ICEE'2012)*, Université de Skikda, Skikda, Algérie, 20-22 November 2012.
- [C13] **N. Mesbahi**, A. Ouari, and A. Omeiri, “ Reference current computation for three-level shunt active filter under distorted and unbalanced conditions ”, *International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC'13)*, Ouarzazate, Morocco, 7-9 Mars 2013.

3. Type: Conférences Nationales

- [C1] **N. Mesbahi**, A. Ouari, and H. Serhoud, “ Study of fuzzy logic control technique applied to a shunt active power filter”, *1er Séminaire National sur le Génie Électrique Appliquée aux Énergie Renouvelable (GEAER'10)* Université de Chlef, Chlef, Algérie, 27-28 Janvier 2010.
- [C2] **N. Mesbahi** and A. Ouari, “A Three- level shunt active power filter controlled by the sinusoidal pulse width modulation SPWM”, *1er Séminaire National sur les Systèmes d'Ordre Fractionnaire et leurs Applications (SOFA'10)*, Université de Skikda, Skikda, Algérie, 18-19 Mai 2010.
- [C3] **N. Mesbahi**, T. Mesbahi, and A. Ouari, “Active filtering with three-phase PWM rectifier using direct power control”, *2ème Conférence Nationale sur les Systèmes d'ordre Fractionnaire et leurs Applications (SOFA'11)*, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Tizi-Ouzou, Algérie, 24-26 Octobre 2011.