

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département : Génie Électrique
Réf :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention
du diplôme de

Doctorat en sciences

Spécialité : Électrotechnique

Préparée au Laboratoire de Génie Électrique LGEB de Biskra

**Étude et Conception d'un Filtre Actif Parallèle
Triphasé à Quatre Fils en vue de sa Commande
par des Méthodes d'Intelligence Artificielle**

Présentée par :

Tidjani MAHNI

Soutenue publiquement le : 19/02/2017

Devant le jury composé de :

SRAIRI Kamel	Professeur	Président	Université de Biskra
BENCHOUIA M. Toufik	Professeur	Directeur de thèse	Université de Biskra
BEN ATTOUS Djilani	Professeur	Examineur	Université d'El-Oued
BENDAAS M. Lokmane	Professeur	Examineur	Université de Batna
ZELLOUMA Laid	M.C.A	Examineur	Université d'El-Oued

Avant propos

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du Laboratoire de Génie Électrique (LGEB) de Biskra.

A l'issue de ces travaux, J'adresse mes remerciement à mon directeur de thèse Monsieur BENCHOUIA Mohamed Toufik, Professeur à l'Université de Biskra. C'était vraiment un honneur pour moi de m'avoir suivie et supporté durant ce travail. Je lui exprime mes sincères et chaleureux remerciements, ma gratitude pour sa disponibilité, ses précieux conseils, encouragements, suggestions, et pour le soutien qu'il m'a apporté tout au long de la préparation de cette thèse, sans qui, ce travail n'aurait pu être mené à terme.

Qu'il me soit permis d'exprimer mes vifs remerciements à Monsieur SRAIRI Kamel, Professeur à l'Université Biskra pour l'honneur qu'il m'a fait en présidant le jury de ma thèse.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

Monsieur BEN ATTOUS Djilani, Professeur à l'Université d'El-Oued,

Monsieur BENDAAS Mohamed Lokmane, Professeur à l'Université de Batna,

Monsieur ZELLOUMA Laid, Maitre de conférences à l'Université d'El-Oued.

Enfin je tiens à remercier tous ceux qui m'ont soutenu et encouragé à suivre mes études, ma famille, mon épouse, sans oublier ma petite princesse.

Résumé

Les convertisseurs de puissance sont de plus en plus utilisés grâce aux avantages énormes qu'ils offrent. Cependant ces convertisseurs polluent les réseaux électriques en introduisant des courants et des tensions harmoniques et en consommant parfois l'énergie réactive. Les harmoniques circulent dans les réseaux électriques et peuvent perturber le fonctionnement normal de certains équipements électriques voir même engendrer leur destruction.

L'objectif de ce travail est l'étude de la commande du filtre actif parallèle à structure tension afin d'améliorer la qualité du courant dans les réseaux triphasés à quatre fils à l'aide des techniques classiques et intelligentes.

La commande du filtre actif parallèle sera traitée en se basant sur deux axes distincts : l'un concerne l'identification du courant polluant et l'autre s'intéresse au contrôle de la tension du bus continu.

L'identification du courant polluant est un étape essentiel dans le processus de commande des filtres actifs, trois techniques d'identification sont utilisées dans ce travail, la première concerne la méthode des Puissances Instantanées Réelle, Imaginaire et Homopolaire réalisée avec deux variantes, la deuxième traite la méthode de Référentiel Synchrone réalisé avec trois variantes et la troisième est faite par la méthode Neuronale Directe.

Différentes techniques de régulation linéaires et non-linéaires sont introduites, Il s'agit de la régulation par logique floue, logique floue à gain adaptatif, logique floue avec PSO, ANFIS et Backstepping.

Les méthodes d'identification et de régulation sont élaborées, le filtre actif est simulé avec ces méthodes et les résultats des simulations sont analysés et comparés. La qualité de l'énergie fournie relativement aux normes imposées prouve leur efficacité en termes de diminution du taux de distorsion harmonique, temps de réponse et erreur dynamique. Finalement le filtre actif parallèle à quatre fils est validé expérimentalement sur un banc d'essai au laboratoire utilisant la carte DSPACE.

Mots clés : Filtre actif parallèle à quatre fils, Régulateur PI, Régulateur flou, Régulateur Backstepping, Régulateur ANFIS, Taux de Distorsion Harmonique (THD), Optimisation par essaim de particules (PSO), Réseau de neurones artificiels.

Abstract

Power converters are increasingly used due to the huge benefits that they offer. However they cause enormous pollution at the networks by introducing current and voltage harmonics and consuming reactive energy sometimes. Harmonics circulate in the power system and can interrupt normal operations of electrical equipment and even cause their destruction.

The objective of this work is the control of shunt active filter using classic and intelligent techniques to improve current quality in three-phase four-wire networks.

The control of shunt active filter will be treated based on two distinct parts : the first is related to the identification of reference current and the second interests the control of DC voltage bus .

The identification of reference current is an essential step in the control of shunt active filter, three identification technics are used in this work, the first concerns p-q-o theory that will be made with two variants. The second is Synchronous Reference Frame method that will be treated with three variants and the third technic by the Direct Artificial Neural Network method.

Differents linear and nonlinear DC voltage control technics are introduced in this work, this concern fuzzy logic, adaptive fuzzy gain, Fuzzy-PSO, ANFIS and Backstepping technics.

Identification and regulation methods are developed and analyzed by simulation ; the quality of power supply with respect to required standards proves their efficiency in terms of reduction in the Total Harmonic Distortion, response time and dynamic error. Finally three-phase four-wire shunt active filter is validated experimentally on a test bench in the laboratory using DSPACE card.

Key words : Three-phase four-wire shunt active filter, PI controller, Fuzzy controller, Backstepping controller, ANFIS controller, Total Harmonic Distortion (THD), Particle Swarm Optimization (PSO), Neural Network.

ملخص

إن استخدام مكونات إلكترونيك القدرة في إزدياد مستمر نظرا للمزايا الكبيرة التي تقدمها هذه الأخيرة. لكن ومن جهة أخرى تعتبر مكونات إلكترونيك القدرة مصدر تلوث للشبكة الكهربائية، كونها تنتج تيارات وتوترات توافقية إضافة إلى إستهلاكها للطاقة الإرتكاسية. هذه التوافقيات تعبر الشبكة، ويمكن أن تعرقل العمل العادي للمعدات الكهربائية بل وتتسبب في تلفها.

يقدم هذا العمل دراسة لمصفاة نشيط متوازي بهدف تحسين جزء التحكم فيه، وبذلك تحسين نوعية التيار الكهربائي في الشبكات ذات أربعة خيوط.

يعالج جزء التحكم في هذا العمل من خلال التطرق إلى محورين يعتبران أساسيين في تحديد كفاءة المصفاة. يتعلق المحور الأول بإستخراج التيار المرجعي، والذي يمثل التيار الملوث المنتج من طرف الحمولة، فيما يتعلق المحور الثاني بتثبيت توتر المكثفة والتي تمثل مصدر التوتر المستمر في المصفاة. إن إستخراج التيار المرجعي خطوة ضرورية في جزء التحكم، في هذا الإطار تم إدراج ثلاث تقنيات، الأولى تخص تقنية الإستطاعات للحضية الفعالة والإرتكاسية والتي ستستخدم بطريقتين مختلفتين، والثانية تتعلق بالمرجع المترامن والتي ستستخدم بثلاث طرق مختلفة، فيما تتم الثالثة بإستخدام الذكاء الإصطناعي، وبدقة تقنية العصبونات.

تم تثبيت التوتر في مصدر التوتر المستمر في المصفاة بتقنيات مختلفة، خطية وغير خطية، هذه التقنيات تتعلق بالتناسب المتكامل المنجز بواسطة خوارزمية سرب الجزئيات، و المنطق الغامط و الباكستاييين وأخيرا تقنية الأنفيس.

تم إختبار مختلف تقنيات إستخراج التيار المرجعي المذكورة أعلاه وكذلك تقنيات تثبيت التوتر المستمر في المصفاة وذلك عن طريق محاكاتها وتحليل النتائج ومقارنتها ببعضها، حيث أثبتت نتائج المحاكاة جدوى وكفاءة مختلف التقنيات المستعملة من ناحية الحد من التلوث الناتج عن التيار التوافقي وزمن الإستجابة والخطأ الديناميكي، وذلك مقارنة بالمعايير المطلوبة في هذا المجال. وفي الأخير تم عرض نتائج إختبار المصفاة المنجزة على مستوى مخبر البحث الخاص بالهندسة الكهربائية بإستخدام بطاقة الديسبيس.

كلمات مفتاحية : مصفاة نشيط متوازي ذو أربعة خيوط، المثبت المتناسب المتكامل، الذكاء الإصطناعي، الشبكات العصبونية الصناعية، مثبت الباكستيين، مثبت الأنفيس، خوارزمية سرب الجزئيات، نسبة التشوه التوافقي.

Table des matières

Introduction Générale	1
1 Perturbations et Dépollution dans les Réseaux Électriques	4
1.1 Introduction	4
1.2 Dégradation de la qualité d'énergie dans les réseaux électriques	5
1.2.1 Perturbations harmoniques	6
1.2.2 Déséquilibre de la tension	9
1.2.3 Creux de tension	10
1.2.4 Variation de la fréquence	11
1.3 Caractérisation et normes	12
1.3.1 Puissance active	12
1.3.2 Puissance réactive	12
1.3.3 Puissance déformante	12
1.3.4 Facteur de puissance	13
1.3.5 Taux harmonique de rang i	14
1.3.6 Taux global de distorsion harmonique	14
1.3.7 THD en courant ou en tension	14
1.3.8 Normes imposées sur le THD	14
1.4 Solutions de dépollution du courant dans les réseaux électriques	17
1.4.1 Solutions traditionnelles	17
1.4.2 Solutions modernes	19
1.5 Comparaison entre les filtres passifs et les filtres actifs	22
1.6 Conclusion	22
2 Structure d'un Filtre Actif Parallèle à Quatre Fils	23
2.1 Introduction	23
2.2 Structure du filtre actif parallèle à quatre fils	24
2.3 Étude de la partie puissance	25
2.3.1 Onduleur d'un filtre actif parallèle	25
2.3.2 Filtre de couplage	31
2.3.3 Système de stockage d'énergie	33
2.4 Étude de la partie commande	35
2.4.1 Stratégies de commande du filtre actif parallèle	35
2.4.2 Identification du courant pollué	36
2.4.3 Commande de l'onduleur	37
2.4.4 Régulation de la tension du bus continu	39

2.4.5	Boucle à verrouillage de phase	44
2.5	Conclusion	44
3	Identification du Courant Polluant	45
3.1	Introduction	45
3.2	Méthode des puissances instantanées réelle, imaginaire et homopolaire avec FPB	46
3.3	Méthode des puissances instantanées réelle, imaginaire et homopolaire avec FMV	48
3.4	Méthode de référentiel synchrone avec FPB	49
3.5	Méthode de référentiel synchrone avec FMV	50
3.6	Application des techniques neuronales au filtrage actif parallèle à quatre fils .	51
3.6.1	Généralités sur les réseaux de neurones	51
3.6.2	Principe de l'Adaline	53
3.6.3	Algorithme d'apprentissage	54
3.6.4	Choix du coefficient d'apprentissage	55
3.6.5	Identification par la méthode neuronale directe	55
3.6.6	Identification par la méthode SRF avec FRNA	58
3.7	Résultats des simulations	61
3.7.1	Cas d'une charge équilibrée	63
3.7.2	Cas de charges déséquilibrées	68
3.8	Conclusion	74
4	Régulation de la Tension du Bus Continu	76
4.1	Introduction	76
4.2	Régulateur flou standard	77
4.2.1	Bases de la logique floue	77
4.2.2	Régulation par logique floue	79
4.3	Régulateur flou à gain adaptatif	84
4.4	Régulateur par ANFIS	87
4.4.1	Apprentissage de l'ANFIS	89
4.4.2	Avantages de l'ANFIS	90
4.5	Régulateur Backstepping	90
4.5.1	Principe de la commande par Backstepping	90
4.5.2	Régulation de la tension du bus continu	91
4.6	Résultats des simulations	93
4.7	Conclusion	100
5	Optimisation par PSO et Validation Expérimentale du FAP	101
5.1	Introduction	101
5.2	Optimisation par essaim de particules	102
5.2.1	Origines	102
5.2.2	Principe de la technique PSO	102
5.2.3	Principe de l'Algorithme PSO	104
5.2.4	Formulation Mathématique	105

5.2.5	Application de la technique PSO à l'optimisation des paramètres du régulateur flou	106
5.3	Résultats des simulations	108
5.3.1	Dépollution du courant	109
5.3.2	Performances des régulateurs	112
5.4	Validation expérimentale	114
5.4.1	Présentation du matériel expérimental	114
5.4.2	Description du système Dspace	116
5.4.3	Le Filtre actif à structure tension	119
5.4.4	La carte analogique à hystérésis	120
5.4.5	Résultats expérimentaux	121
5.5	Conclusion	132
	Conclusion Générale	133
	A Les Filtres d'Extraction	136
	Références	139

Table des figures

1.1	Analyse d'une onde déformée.	6
1.2	Déséquilibre de la tension.	9
1.3	Creux de tension.	10
1.4	Variation de la fréquence.	11
1.5	Diagramme de Fresnel des puissances.	13
1.6	Différentes solutions utilisées pour dépolluer le courant.	17
1.7	Montage de Steinmetz pour le rééquilibrage.	19
1.8	Principe du filtrage actif parallèle.	20
1.9	Déférentes configurations d'un filtre actif monophasé.	21
1.10	Configuration d'un FAP à trois fils.	21
2.1	Schéma global du FAP à quatre fils connecté au réseau.	24
2.2	Onduleur monophasé de tension.	25
2.3	Onduleur monophasé de courant.	26
2.4	Onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu.	27
2.5	Onduleur à quatre bras pour un réseau triphasé à quatre fils.	29
2.6	Autres topologies de l'onduleur à quatre fils.	30
2.7	Schéma de la commande directe.	36
2.8	Schéma de la commande indirecte.	36
2.9	Schéma de commande par hystérésis.	38
2.10	Principe de commande du courant par MLI.	39
2.11	Boucle de régulation de la tension du bus continue par I_{dc}	41
2.12	Boucle de régulation de la tension du bus continue par P_{dc}	42
2.13	Régulation de la tension du bus continue dans le cas d'un condensateur à point milieu.	43
3.1	Identification par la méthode des puissances instantanées avec FPB+FMV.	48
3.2	Identification par la méthode des puissances instantanées avec 2 FMV.	49
3.3	Identification par la méthode de référentiel synchrone avec FPB.	50
3.4	Identification par la méthode de référentiel synchrone avec FMV.	50
3.5	Les neurones biologiques.	52
3.6	Principe de l'Adaline.	54
3.7	Structure de l'Adaline sur la première phase pour la méthode d'identification directe.	57
3.8	Topologie de l'Adaline pour l'extraction du courant polluant diphasé.	60
3.9	Identification du courant perturbateur par la méthode SRF avec FRNA.	61

3.10	Schéma du système simulé.	62
3.11	Configuration de la charge triphasée équilibrée.	63
3.12	Résultats de simulation du côté de la charge.	64
3.13	Résultats de simulation du côté de la source.	65
3.14	Résultats de simulation du côté du FAP : Courant injecté par le filtre.	65
3.15	Variation des poids de l'Adaline.	65
3.16	Courant et tension de la phase a de la source.	66
3.17	Résultats de simulation du côté de la source.	67
3.18	Configuration des charges déséquilibrées.	69
3.19	Résultats de simulation du côté de la charge	70
3.20	Résultats de simulation du côté de la source.	71
3.21	Résultats de simulation du côté du FAP.	72
3.22	Variation des poids pour le cas des charges déséquilibrées.	72
4.1	Quelques différentes formes de fonctions d'appartenance.	78
4.2	Schéma bloc du régulateur flou.	80
4.3	Inférences floues.	82
4.4	Principe de defuzzification par centre de gravité et moyenne de maximum.	83
4.5	Fonctions d'appartenances des variables.	84
4.6	Structure du régulateur flou à gain adaptatif.	85
4.7	Fonction d'appartenance du gain de la commande.	86
4.8	Architecture du modèle ANFIS.	87
4.9	Résultats de simulation par régulateur PI classique.	95
4.10	Résultats de simulation par régulateur flou à deux entrées.	95
4.11	Résultats de simulation par régulateur flou adaptatif.	96
4.12	Variation de k pour le régulateur par Backstepping.	97
4.13	Résultats de simulation par régulateur Backstepping.	97
4.14	Résultats d'apprentissage de l'ANFIS.	98
4.15	Tension du bus continu obtenu par différents types de fonctions d'appartenance.	98
4.16	Résultats de simulation par régulateur ANFIS.	99
4.17	Performances face au variation de la charge.	99
4.18	Performances face au variation de la tension de référence du bus continu.	100
5.1	Déplacement d'une particule.	103
5.2	Organigramme de la méthode PSO.	107
5.3	Variation de la fonction objectif.	109
5.4	Variation des gains optimaux.	109
5.5	Allure du courant de la source.	110
5.6	Allure du courant de la source.	111
5.7	Superposition du courant de la source et tension de la source.	112
5.8	Allures de la tension du bus continu.	113
5.9	Courant de la source lors de la variation de la charge.	114
5.10	Tension du bus continu lors de la variation de la charge.	114
5.11	Variation de la tension de référence du bus continu.	114
5.12	Maquette du système expérimental complet.	116
5.13	Composition de la carte DS1104.	117

5.14	Panneau multi-entrées et multi-sorties.	117
5.15	Vue de l'onduleur de tension SEMIKRON.	119
5.16	La photographie de la carte analogique.	120
5.17	Schéma synoptique du comparateur à hystérésis.	121
5.18	Contrôle des trois bras par hystérésis.	121
5.19	Schéma unifilaire de principe de la plateforme expérimentale.	122
5.20	Résultats expérimentaux.	123
5.21	Signaux de commande à la sortie de comparateur à Hystérésis.	124
5.22	Résultats expérimentaux.	124
5.23	Résultats expérimentaux avant l'insertion du FAP.	125
5.24	Courant de la deuxième charge et son spectre d'harmonique.	125
5.25	Courant de la troisième charge et son spectre d'harmonique.	126
5.26	Résultats expérimentaux lors de l'insertion du FAP.	126
5.27	Résultats expérimentaux de la deuxième charge lors de l'insertion du FAP.	127
5.28	Résultats expérimentaux de la troisième charge lors de l'insertion du FAP.	127
5.29	Résultats expérimentaux lors de l'insertion du FAP.	128
5.30	Résultats expérimentaux après l'insertion du FAP.	129
5.31	Courant de la source et son spectre d'harmonique pour la deuxième charge.	129
5.32	Courant de la source et de son spectre d'harmonique pour la troisième charge.	129
5.33	Résultats expérimentaux : Courant et tension de la source pour la deuxième charge.	130
5.34	Résultats expérimentaux : courant de la source lors de la variation de la deuxième charge.	131
5.35	Résultats expérimentaux : variation de la charge.	131
5.36	Résultats expérimentaux : variation de la tension de référence du bus continu.	132
A.1	Filtres d'extraction.	136
A.2	Schéma du FMV.	138
A.3	Diagramme de Bode d'un FMV.	138

Liste des tableaux

1.1	Classification de la CEI des équipements dont la consommation ne dépassant pas 16 A.	15
1.2	Niveaux des THD_{is} limite pour les équipements absorbant moins de 16 A (Norme CEI 61000-3-2).	15
1.3	Limites de distorsion de courant pour les systèmes généraux de distribution (120 V à 69 kV).	16
1.4	Limites de distorsion en tension.	16
1.5	Caractéristiques des filtres actifs et passifs.	22
2.1	Tensions générées par l'onduleur de tension à trois bras avec condensateurs à point milieu.	27
2.2	Tensions générées par l'onduleur de tension à quatre bras.	29
2.3	Influence des paramètres sur le comportement du FAP.	35
3.1	Les modes de compensation de la commande des puissances instantanées. . .	47
3.2	Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.	52
3.3	Paramètres du système étudié.	61
3.4	Paramètres des charges.	62
3.5	THD_{is} , amplitude du fondamental et temps de réponse avec les différentes méthodes.	68
3.6	Taux de distorsion individuelles obtenu par les différentes méthodes.	68
3.7	Amplitudes des harmoniques du courant du neutre.	68
3.8	THD des courants de source et de charge pour la première charge.	73
3.9	THD des courants de source et de charge pour la deuxième charge.	73
3.10	THD des courants de source et de charge pour la troisième charge.	73
3.11	Amplitude du courant fondamental de neutre pour les trois charges.	73
3.12	Propriétés des méthodes testées.	74
4.1	Matrice d'inférence.	81
4.2	Base de règles.	84
4.3	Table de relation entre la variation de la commande et son gain.	86
4.4	Base de règles.	86
4.5	Paramètres des régulateurs.	93
4.6	Comparaison de performances des régulateurs.	99
5.1	Comparaison de performances des régulateurs.	112
5.2	Comparaison des performances des régulateurs.	113

Liste des Abréviations

<i>Adaline</i>	ADAPtive LINear Element (réseau adaptatif linéaire)
<i>ANFIS</i>	Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System
<i>ANN</i>	Artificial Neural Networks
<i>BT</i>	Basse Tension
<i>CAN</i>	Convertisseur Analogique Numérique
<i>CEI</i>	Commission Électrotechnique Internationale
<i>CNA</i>	Convertisseur Numérique Analogique
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor (Processeur de traitement des signaux numériques)
<i>FAP (SAF)</i>	Filtre Actif Parallèle (Shunt Active Filter)
<i>FLC</i>	Fuzzy logic controller
<i>FMV</i>	Filtre Multi-Variables
<i>FPB</i>	Filtre Passe Bas
<i>FPH</i>	Filtre Passe Haut
<i>FRNA</i>	Filtre par Réseau de Neurone Artificiel
<i>IAE</i>	Integrated Absolute Error
<i>IEEE</i>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<i>IGBT</i>	Transistor Bipolaire à Grille Isolée
<i>ISE</i>	Integral of Squared-Error
<i>ITAE</i>	Integral Time Absolut-Error
<i>ITSE</i>	Integral of Time-Weighted-Squared-Error
<i>GD</i>	Gradient Descente
<i>LGEB</i>	Laboratoire de Génie Électrique de Biskra
<i>LMS</i>	Least Mean Square
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>MOSFET</i>	Transistor à effet de champs
<i>NPC</i>	Neutral Point Clamped
<i>OEP</i>	Optimisation par Essaim de Particules
<i>PCC</i>	Point of Common Coupling
<i>PI</i>	Régulateur Proportionnel Intégral
<i>PIRI</i>	Puissances Instantanées Réelle et Imaginaire
<i>PLL</i>	Boucle de verrouillage de la phase
<i>PSO</i>	Particule Swarm Optimisation
<i>p – q</i>	Méthode des puissances instantanées

<i>RNA</i>	Réseau de Neurone Artificiel
<i>RTI</i>	Real Time Interface
<i>RTW</i>	Real Time Workshop
<i>SRF</i>	Méthode de référentiel synchrone
<i>THD</i>	Taux de distorsion harmonique
<i>THD_i</i>	Taux de distorsion harmonique du courant
<i>THD_{ic}</i>	Taux de distorsion harmonique du courant de la charge
<i>THD_{is}</i>	Taux de distorsion harmonique du courant de la source
<i>TMM</i>	Tri-Monophasé Modifié

Liste des Symboles

C et C^{-1}	Transformation et transformation inverse de Concordia
c_1 et c_2	Coefficients d'accélération
$e(t)$	Erreur entre la consigne et la valeur mesurée
E	Fonction objectif
G_e , $G_{\Delta e}$, et $G_{\Delta ce}$	Gains d'adaptation du régulateur flux
i_{ca} , i_{cb} et i_{cc}	Courants du côté alternatif de la charge
i_{cf}	Courant fondamental côté charge
i_{ch}	Courant harmonique côté charge
i_{cn}	Courant du neutre côté charge
i_d	Courant sur l'axe direct
I_d	Courant côté continu de la charge
I_{dc}	Courant de référence pour maintenir V_{dc} constante
I'_{dc}	Courant de référence pour équilibrer les tensions V_{c1} et V_{c2}
i_{df}	Courant fondamental actif sur l'axe direct
i_{dh}	Courant harmonique sur l'axe direct
i_{fa} , i_{fb} et i_{fc}	Courants du côté alternatif du filtre
i_{fa}^* , i_{fb}^* et i_{fc}^*	Courants de référence du filtre
i_{fn}	Courant du neutre côté filtre
i_q	Courant sur l'axe quadratique
i_{qf}	Courant réactif sur l'axe quadratique
i_{qh}	Courant harmonique sur l'axe quadratique
i_{sa} , i_{sb} et i_{sc}	Courants de la source
i_{sn}	Courant neutre côté source
i_o	Courant homopolaire
i_α	Courant sur l'axe α
\bar{i}_β	Courant sur l'axe β
k	Paramètre de régulation dans le cas du régulateur Backstepping
k	Itération k pour PSO
K_i	Constante intégral
k_{max}	Itération maximale
K_p	Constante proportionnel
L_{ca} , L_{cb} et L_{cc}	Inductances côté alternatif de la charge
L_{fa} , L_{fb} et L_{fc}	Inductances côté alternatif du filtre
L_{sa} , L_{sb} et L_{sc}	Inductances de la source

p	Puissance réelle
\bar{p}	Puissance réelle continue
\tilde{p}	Puissance réelle alternative
P_{dc}	Puissance de référence pour maintenir V_{dc} constante
P'_{dc}	Puissance de référence pour équilibrer les tensions V_{c1} et V_{c2}
p_{ibest}	Meilleure position de la particule i
p_{gbest}	Meilleure position de l'essaim
p_o	Puissance homopolaire
$P(\theta)$ et $P^{-1}(\theta)$	Transformation et transformation inverse de Park
q	Puissance imaginaire
\tilde{q}	Puissance imaginaire alternative
\bar{q}	Puissance imaginaire continue
R	Matrice de corrélation d'entrée
R_{ca}, R_{cb} et R_{cc}	Résistances côté alternatif de la charge
R_{fa}, R_{fb} et R_{fc}	Résistances côté alternatif du filtre
R_{sa}, R_{sb} et R_{sc}	Résistances de la source
r_1 et r_2	Nombres aléatoires entre 0 et 1
t_{max}	Temps nécessaire à la décroissance du coefficient d'apprentissage
V_{dc}	Tension du bus continu
V_{dc}^*	Tension de référence du bus continu
V_{fa}, V_{fb} et V_{fc}	Tensions côté alternatif de l'onduleur
v_i	Vitesse de la particule i
V_{sa}, V_{sb} et V_{sc}	Tensions de la source
v_α	Tension de source sur l'axe α
\bar{V}_α	Tension fondamental sur l'axe α
\tilde{V}_α	Tension harmonique sur l'axe α
v_β	Tension de source sur l'axe β
\bar{V}_β	Tension fondamental sur l'axe β
\tilde{V}_β	Tension harmonique sur l'axe β
W	Poids de l'Adaline
w_{max}	Coefficient d'inertie maximal
w_{min}	Coefficient d'inertie minimal
$X_i(t)$	Entrée i de l'Adaline à l'instant t
x_i	Position de la particule i
ΔV_{dc}	Différence entre les tensions du condensateur V_{c1} et V_{c2}
Δe	Variation de l'erreur
η	Paramètre d'apprentissage
η_f	Paramètre d'apprentissage final
η_i	Paramètre d'apprentissage initial
μ	Fonction d'appartenance
∇	Opérateur gradient
ω_c	Pulsation propre
ξ	Coefficient d'amortissement

Introduction Générale

L'utilisation de plus en plus fréquente des charges non linéaire contribue à la détérioration de la qualité de l'énergie dans le réseau électrique. Ces charge non linéaire absorbent des courants non sinusoïdaux, même si elles sont alimentées par une tension sinusoïdale, elles se comportent par conséquent comme des générateurs d'harmoniques et échangent en plus l'énergie réactive [HA10]. Les convertisseurs électroniques sont des charges non-linéaires très utilisés. L'utilisation de ces convertisseurs a donné naissance à de nombreuses applications nouvelles, offrant aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité inégalables, mais leur prolifération est devenue préoccupante et se trouve à l'origine de problèmes dont le nombre ne cesse de croitre [BER98].

De ce fait, La qualité du courant électrique est aujourd'hui une préoccupation importante pour les distributeurs d'énergie et pour leurs clients ; ils adoptent, les uns comme les autres, la philosophie et les limites proposées par les normes.

Pour garantir les normes de qualité (CEI-61000 et IEEE-519), le filtrage actif d'harmoniques, et en particulier le filtrage shunt a prouvé son efficacité comme une alternative aux solutions traditionnelle basées sur les filtres passifs, en raison notamment de la bande passante et la flexibilité. Au cours des dernières années, plusieurs travaux ont été réalisés et sanctionnés par des réalisations pratiques de tels systèmes, mais la majorité des cas pour des systèmes triphasés à trois fils (sans distribution du fil neutre) [AK05], or il se trouve que dans les réseaux basse tension, le fil neutre est souvent distibué, ce qui fait apparaître des composantes homopolaires (harmonique 3 et ces multiples impaires), notamment à cause des charges non linéaires monophasées. A cet effet, le filtre actif à quatre fils est plus adéquat, du fait de la distribution du quatrième fil, qui permet de compenser le courant du neutre [HA12].

Dans le domaine de la théorie de contrôle, plusieurs techniques de commande performantes ont trouvé leurs applications dans une vaste gamme de domaines. En particulier, ces dernières années ont témoigné un grande développement de la commande utilisant l'intelligence artificielle dans les applications techniques et non techniques. Les travaux de recherche

relatifs à l'application des techniques intelligentes au filtrage à quatre fils sont peut nombreux. Dans ce contexte, le présent travail traite l'application de ces techniques d'intelligence artificielle et non-artificielle au filtrage actif parallèle à quatre fils. L'objectif est d'améliorer la commande du filtre par des techniques d'identification et de régulation, non-artificielles et artificielles comme alternative aux solutions non-artificielles lorsque ces dernières donnent de faibles performances.

Le premier chapitre de ce travail sera consacré à la présentation des principaux types de perturbations ainsi que leurs causes et leurs conséquences. Les caractéristiques et les normes sur la qualité du courant et de la tension seront évoquées. On rappelle aussi les solutions de filtrage traditionnelles et modernes.

Dans le chapitre deux le filtre actif parallèle à quatre fils est retenu parmi les solutions de filtrage. Ces différentes structures seront détaillées. Pour sa partie puissance, on traite les différentes topologies et structures de l'onduleur, son filtre de couplage et son système de stockage d'énergie. Pour la partie commande, on s'intéresse aux types de commande de l'onduleur, aux stratégies de commande et d'identification, à la régulation par PI et l'équilibrage de la tension du bus continu et à la boucle de verrouillage de phase.

Dans le chapitre trois, on entame la première partie de la commande du filtre, qui est l'identification du courant polluant. On présente deux variantes de la méthode des puissances instantanées réelle, imaginaire et homopolaire : la première est réalisée avec un filtre passe bas et un filtre multi-variables et la deuxième avec deux filtres multi-variables. Deux variantes de la méthode du référentiel synchrone seront étudiées : la première avec un filtre passe bas et la deuxième avec un filtre multi-variables. Ensuite on traite l'application des techniques neuronales au filtrage actif, ce qui permet par la suite l'identification du courant polluant par la méthode de référentiel synchrone avec un filtre par réseaux de neurones de type Adaline, et puis l'identification par la méthode neuronale directe. Ces méthodes d'identification seront appliquées en simulation au filtre actif parallèle à quatre fils, leurs performances, statiques et dynamiques, pour le cas des charges équilibrées et déséquilibrées seront évaluées et comparées.

Le quatrième chapitre sera consacré à la régulation de la tension du bus continu. Pour cela, on se sert de cinq techniques de régulation : PI, floue, floue à gain adaptatif, ANFIS et Backstepping. On évoque les notions nécessaires qui permettent de développer les différents régulateurs. Ensuite on applique ces régulateurs au filtre actif. Les résultats des simulations seront présentés, analysés et comparés.

L'optimisation des paramètres du régulateur flou par essaim de particules et la validation

du filtre actif feront l'objet du cinquième chapitre. Pour cela les bases théoriques de la méthode PSO nécessaires pour l'optimisation du régulateur seront évoquées, ensuite on présente les résultats de simulation, de l'optimisation des paramètres du régulateur flou, puis les résultats du filtrage actif, et on discute les performances obtenus par les régulateurs flou-PSO et PI pour le cas des charges équilibrées et déséquilibrées. Une description sera faite pour le banc d'essai expérimental avec le système DSPACE et la commande hystérésis analogique. Enfin les résultats expérimentaux du filtre actif seront présentés et analysés.

Chapitre 1

Perturbations et Dépollution dans les Réseaux Électriques

1.1 Introduction

L'objectif fondamental des réseaux électriques est de fournir aux clients de l'énergie électrique avec une parfaite continuité, sous une forme de tension sinusoïdale, avec des valeurs d'amplitude et de fréquence préétablies. 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 agressif [OUL05]. La qualité d'énergie délivrée par le distributeur est affectée et par de nombreux types de perturbations et les conséquences peuvent être intolérables.

Afin d'éviter ces conséquences, il est indispensable de comprendre l'origine des perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer.

Ce chapitre commence par un exposé des perturbations, les plus importantes, affectant le réseau électrique, ainsi, les origines et les conséquences de ces perturbations seront détaillées.

Dans la deuxième partie, on présente la caractérisation et les normes imposées sur le THD par la CEI et l'IEEE, ce qui permettra de faire une comparaison des résultats obtenus dans les chapitres suivants, avec ces normes.

La dernière partie de ce chapitre sera consacrée aux solutions de compensation et enfin on compare entre les différentes solutions.

1.2 Dégradation de la qualité d'énergie dans les réseaux électriques

La qualité d'énergie est un concept très large qui peut se définir par rapport à la continuité de la fourniture électrique et la forme de la tension disponible. L'évaluation de cette qualité consiste habituellement à caractériser les perturbations électriques parmi lesquelles on peut citer :

- Les perturbations harmoniques
- Les déséquilibres de tension
- Les creux de tension et coupures
- Les variations de la fréquence d'alimentation, etc

Ces perturbations peuvent être groupées en quatre catégories selon qu'elles affectent l'amplitude, la forme d'onde, la fréquence et la symétrie. Elles peuvent aussi être classées selon qu'elles soient permanentes, semi-permanentes ou aléatoires (foudre, court-circuit, manœuvre ...).

L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristiques sont les suivants :

- la fréquence
- l'amplitude des trois tensions
- la forme d'onde
- le déséquilibre

La mesure de ces paramètres permet de juger la qualité de la tension. Une détérioration de l'un d'entre eux ou de plusieurs à la fois laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique. Afin de décrire certaines perturbations et de donner le niveau de conformité de l'énergie fournie, des normes ont déjà été établies [OUL05].

A la fin des années 80, la recherche s'intéresse d'avantage à la qualité de l'onde de tension [FI92]. La raison principale de cet intérêt est l'évolution de la nature des charges connectées au réseau avec notamment l'utilisation massive des systèmes d'électronique de puissance pour l'alimentation et le contrôle de charges électriques. Avec leur caractéristiques non-linéaires, les perturbations présentes sur le réseau, notamment les harmoniques, se sont multipliées [FI92].

1.2.1 Perturbations harmoniques

1.2.1.1 Définition

Selon la norme IEEE 519, un harmonique est une composante sinusoïdale d'une onde périodique ou une quantité ayant une fréquence qui est un multiple entier de la fréquence fondamentale. Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 Hz et 2000 Hz (entre les harmoniques de rangs $h=2$ et $h=40$). Il peut exister des inter-harmoniques [DE98].

L'amplitude de rang 1 est appelée la composante fondamentale du signal électrique périodique. L'harmonique d'ordre zéro correspond à la composante directe du signal, l'amplitude de chaque harmonique est inversement proportionnelle à son ordre.

Les premiers rangs harmoniques tel que (3, 5, 7) ont des amplitudes élevées, d'où l'importance des courants injectés, raison pour laquelle il faut limiter ces harmoniques dans les normes [ZE06].

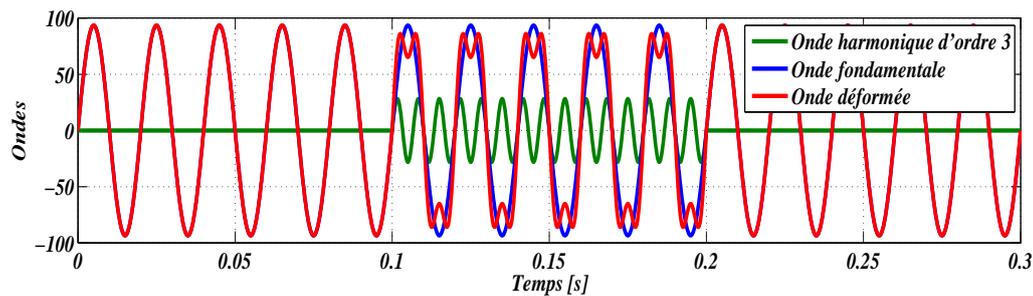


FIGURE 1.1 – Analyse d'une onde déformée.

1.2.1.2 Origines

a. Les convertisseurs statiques

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

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

Ces convertisseurs affectent aussi le facteur de puissance. Les ponts de diodes sont les plus présents sur les applications de puissance pour plusieurs raisons : ils sont non commandables, avec une durée de vie importante et un coût d'achat beaucoup plus faible que des solutions plus évoluées. Bien plus que les ordinateurs et autres téléviseurs, les redresseurs monophasés à diodes avec filtrage capacitif ont la particularité de générer les courants harmoniques de rang 3. Ceux-ci sont particulièrement néfastes pour les réseaux électriques triphasés en raison des courants du neutre importants alors produits. Il en va de même pour les harmoniques de rangs multiple de 3, aussi connus sous l'appellation « harmoniques séquence zéro ». Toutefois, en présence de charges non linéaires triphasées, équilibrées, symétriques et sans raccordement au neutre, il n'y a pas de génération de l'harmonique de rang 3, ni d'harmonique de rangs multiple de 3 [GH15-b].

Dans le cas de ponts monophasés, les charges symétriques ne génèrent pas d'harmoniques de rang pair. Le spectre étant en général décroissant, l'harmonique de rang 3 est donc l'harmonique prépondérant. Ainsi, pour les charges très répandues de type redresseur monophasé à diodes avec filtrage capacitif, l'harmonique de rang 3 peut atteindre 80 % du fondamental [SC00].

b. L'éclairage

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

c. Les fours à arc

Dans le cas du four à arc à courant alternatif l'arc est non linéaire, dissymétrique et instable. Il va induire des spectres possédant des raies impaires, paires et un spectre continu (bruit de fond à toutes les fréquences). Le niveau spectral est en fonction du type de four, de sa puissance, de la période de fonctionnement considérée : fusion, affinage... Aussi seules des mesures peuvent déterminer le spectre de façon précise.

Dans le cas du four à arc à courant continu l'arc est alors alimenté par l'intermédiaire d'un redresseur. L'arc est plus stable qu'en courant alternatif. Le courant absorbé se décompose en un spectre semblable à celui d'un redresseur, et un spectre continu de niveau inférieur à celui d'un four à courant alternatif.

d. Les inductances saturées

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

e. Les machines tournantes

Les machines tournantes donnent des harmoniques de denture de rangs élevés et d'amplitudes souvent négligeables [CO99].

1.2.1.3 Conséquences

Dès la génération des courants harmoniques par des charges non-linéaires, ceux-ci se propagent à travers le réseau en faisant face à deux types d'obstacle :

Les bifurcations : à chaque bifurcation le courant se partagera en fonction de l'impédance observée sur chaque branche de la bifurcation (selon la loi du diviseur de courant).

Les impédances asymétriques : l'impédance du réseau est pratiquement identique pour le système direct et inverse. Par contre, son impédance homopolaire dépend de plusieurs facteurs comme le régime de neutre, le couplage ou les caractéristiques des circuits magnétiques de ses éléments etc. La propagation des harmoniques homopolaires sera donc tributaire de tous ces paramètres.

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Ces effets sont instantanés ou à long terme.

a. L'échauffement

Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$I^2 R = \sum_{i=0}^{\infty} (I_i^2 \cdot R) \quad (1.1)$$

Avec I le courant total, I_i le courant harmonique de rang i qui représente le fondamental pour $i = 1$, et R la résistance traversée par le courant I . Les harmoniques augmentent aussi les pertes fer (pertes par courants de Foucault). Ils prennent de l'importance dans les matériels utilisant les circuits magnétiques (moteurs, transformateurs ...).

b. L'interférence avec les réseaux de télécommunication

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable.

c. Les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques

En présence des harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi-période ; par conséquent, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électriques (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé.

d. Le risque d'excitation de résonance

Les fréquences de résonance des circuits formés par des inductances des transformateurs et des câbles sont normalement élevées. Ce n'est pas le cas lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance ; les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrées par les convertisseurs statiques ; dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques.

1.2.2 Déséquilibre de la tension

1.2.2.1 Origine

Un récepteur triphasé électrique qui n'est pas équilibré et que l'on alimente par un réseau triphasé équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau. Ceci est fréquent pour les récepteurs monophasés à basse tension. Mais cela peut également être engendré, à des tensions plus élevées, par des machines à souder, des fours à arc ou par la traction ferroviaire (Voire figure 1.2).

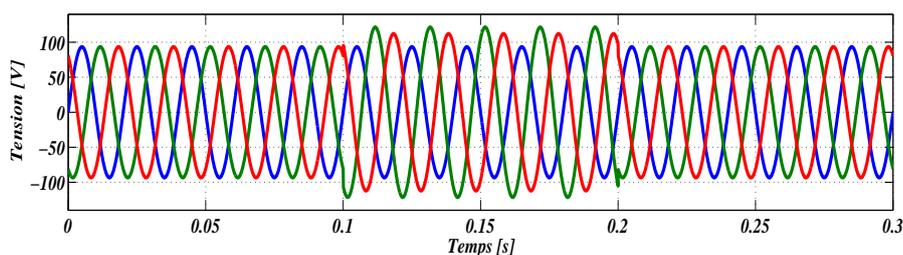


FIGURE 1.2 – Déséquilibre de la tension.

1.2.2.2 Conséquences

- Mauvais fonctionnement d'un appareil monophasé alimenté par une tension très faible (lampe à incandescence qui fournit un mauvais éclairage),
- Destruction d'un appareil monophasé alimenté par une tension trop élevée, il peut être détruit (claquage d'un filament de lampe par surtension).

- Concernant les dispositifs triphasés d'électronique de puissance, principalement les ponts redresseurs, le fonctionnement en présence de déséquilibre entraîne l'apparition de composantes harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. L'apparition de ces courants harmoniques peut poser des problèmes, comme la génération d'une anti-résonance lors du filtrage de l'harmonique de rang 5. Outre les effets classiques des harmoniques, ces fréquences non caractéristiques peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande. La conséquence des composantes inverses sur les machines tournantes est la création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal, d'où un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui provoquent l'échauffement de la machine.
- Concernant l'effet du déséquilibre homopolaire, il faut signaler le risque d'échauffement du conducteur neutre dans un réseau BT qui, lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur ou un incendie [AL02].

1.2.3 Creux de tension

1.2.3.1 Définition

On appelle creux de tension (figure 1.3) toute diminution de la tension d'une valeur supérieur à 10 % de la tension nominale, et ce pendant une durée allant de 10 ms à plusieurs seconds, les amplitudes inférieures rentrent dans la catégorie des fluctuations de tension [BE09]. Ils sont caractérisés par leurs amplitude et durée et peuvent être monophasés ou triphasés selon le nombre de phases concernées.

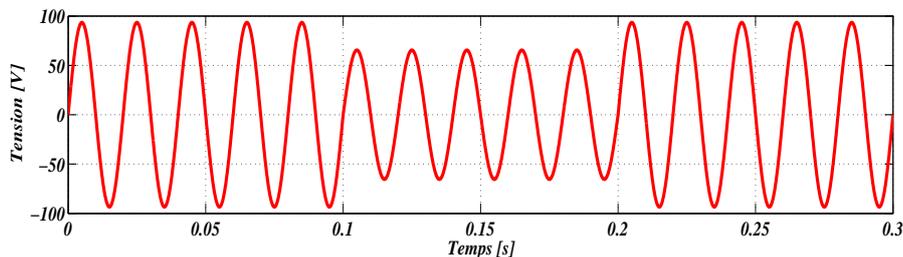


FIGURE 1.3 – Creux de tension.

1.2.3.2 Origine

Les principales causes des creux de tension sont les perturbations dues à l'exploitation des réseaux comme la mise sous tension de gros transformateurs, enclenchement des condensateurs, simple démarrage de gros moteurs...etc. Les creux de tension sont aussi produits

par des court-circuits survenant dans le réseau général ou dans les installations de la clientèle. Leur durée peut aller de 10 ms à plusieurs secondes, en fonction de la localisation du court-circuit et du fonctionnement des organes de protection.

1.2.3.3 Conséquences

Les creux de tension peuvent provoquer des perturbations sur les couples pour les machines tournantes, perturbation d'appareillage électronique, pannes intempestives, déclenchement d'équipements, lorsque leur profondeur et leur durée excèdent certaines limites (dépendant de la sensibilité particulière des charges). Les conséquences peuvent être extrêmement coûteuses (temps de redémarrage se chiffrant en heures, voire en jours ; pertes de données informatiques ; dégâts aux produits, voire aux équipements de production...) [HA08] [EX02] [FO05] [BE09].

1.2.4 Variation de la fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome (Voir figure 1.4). Au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts graves sur le réseau. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle 50 Hz $\pm 1\%$.

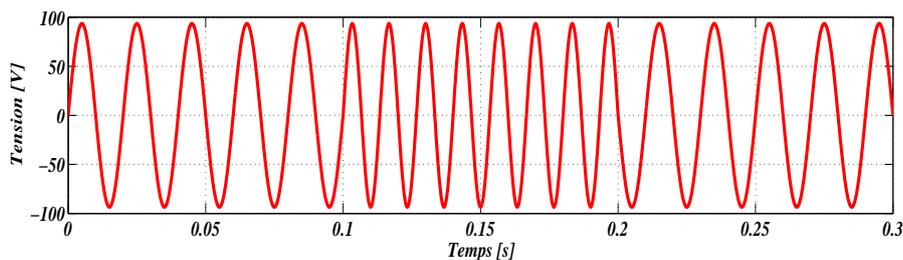


FIGURE 1.4 – Variation de la fréquence.

D'autres types de perturbations telles que les flickers, les bosses de tension et les chutes de tension peuvent être trouvées dans [HO08] et [KO06].

1.3 Caractérisation et normes

1.3.1 Puissance active

La puissance active P d'un signal comportant des harmoniques est la somme des puissances actives dues aux tensions et courants de même rang.

La décomposition de la tension et du courant en leurs composantes harmoniques nous donne :

$$P = \sum_{i=0}^{\infty} (U_i I_i \cos \phi_i) \quad (1.2)$$

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

$$P = U_1 I_1 \cos \phi_1 \quad (1.3)$$

1.3.2 Puissance réactive

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

$$Q = U_1 I_1 \sin \phi_1 \quad (1.4)$$

1.3.3 Puissance déformante

Considérons la puissance apparente S :

$$S = U_{eff} I_{eff} \quad (1.5)$$

En présence d'harmoniques, on peut écrire :

$$S^2 = \left(\sum_{i=0}^{\infty} (U_i^2) \right) \left(\sum_{i=0}^{\infty} (I_i^2) \right) \quad (1.6)$$

Par conséquent, en présence d'harmoniques, la relation $S^2 = P^2 + Q^2$ n'est pas valide. On définit la puissance de distorsion D telle que : $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$ soit [FE01]

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.7)$$

1.3.4 Facteur de puissance

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

$$PF = P/S \quad (1.8)$$

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

$$PF = \cos\phi_1 \quad (1.9)$$

Dans le cas où il y a des harmoniques la puissance déformante D , apparait comme le montre le diagramme de Fresnel de la figure 1.5 Le facteur de puissance (PF) devient :

$$PF = P / \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} = \cos\phi_1 \cdot \cos\gamma \quad (1.10)$$

Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur de facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements. On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance [AL02].

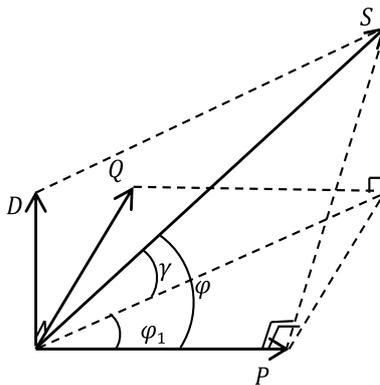


FIGURE 1.5 – Diagramme de Fresnel des puissances.

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer les perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont présentés ci-dessous.

1.3.5 Taux harmonique de rang i

Elle est définie par :

$$S_i = h_i/h_1 \quad (1.11)$$

ou h_i représente la composante harmonique de rang i , h_1 représente la composante fondamentale.

1.3.6 Taux global de distorsion harmonique

$$THD = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} h_i^2/h_1^2} = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} h_i^2/h_1} \quad (1.12)$$

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

1.3.7 THD en courant ou en tension

Il existe deux sortes de THD : en tension (apparaît à la source) ou en courant (dû aux charges non linéaires) [AR08]. Lorsqu'il s'agit des harmoniques de courant, l'expression devient :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (I_i^2/I_1^2)} = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (I_i^2)/I_1} \quad (1.13)$$

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

$$THD_v = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (V_i^2/V_1^2)} = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (V_i^2)/V_1} \quad (1.14)$$

En présence des harmoniques, l'expression de PF devient :

$$PF = (\cos\phi_1)/\sqrt{(1 + THD^2)} \quad (1.15)$$

1.3.8 Normes imposées sur le THD

La norme CEI 61000-3-2 (Ed. 3 2005), annonce les limites de THD_i admissibles pour les équipements dont le courant absorbé ne dépasse pas 16 A. Les membres de la Commission Électrotechnique Internationale (CEI) ont groupé ces équipements, selon différentes critères,

en quatre classes. Ces classes ainsi que leur THD_i limites correspondant sont montrées dans les tableaux 1.1 et 1.2.

TABLE 1.1 – Classification de la CEI des équipements dont la consommation ne dépassant pas 16 A.

Classe A	- Équipements triphasés équilibrés - Appareils électroménagers, excluant le matériel de la classe D - Outils excluant les outils portatifs - Gradateurs pour lampes à incandescence - Équipements audio - Autres équipements qui n'appartiennent pas à B, C ou D
Classe B	- Appareils portable - Matériel de soudage électrique qui n'est pas du matériel professionnel
Classe C	- Équipements d'éclairage
Classe D	- Ordinateurs et moniteurs d'ordinateur TVs * Remarque : Seuls les équipements qui consomment une puissance entre 75 W et 600 W dans la classe D sont concernés.

TABLE 1.2 – Niveaux des THD_{is} limite pour les équipements absorbant moins de 16 A (Norme CEI 61000-3-2).

Ordre d'harmonique	Classe A [A]	Classe B [A]	Classe C [% de fond]	Classe D [mA/W]
Harmoniques impaires				
3	2.3	3.45	$30 \times \lambda$	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/13
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times 15/n$	$0.225 \times 15/n$	3	$3.85/n$
Harmoniques paires				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times 8/n$	$0.345 \times 8/n$	-	-

La norme IEEE 519 signifie "Pratiques et exigences recommandées pour le contrôle des harmoniques dans les réseaux électriques", et a été publié pour la première fois en 1981. Le document établit des niveaux de distorsion de tension acceptables pour le système de distribution. Cette norme a été largement appliqué dans l'établissement de correction d'harmonique nécessaire dans toute l'industrie de l'énergie électrique. Cependant, avec l'augmentation de l'utilisation industrielle de variateurs de vitesse, redresseurs, et autres charges

non linéaires, il est devenu évident que la réécriture de la norme IEEE 519, traitant de la relation entre les tensions d'harmoniques pour les courants d'harmoniques circulant dans les installations industrielles, était nécessaire pour soutenir le contrôle des tensions d'harmoniques. Cette norme a été actualisé en 1992 et en 2014. La nouvelle norme IEEE 519, établie les limites pour les tensions d'harmoniques et les courants d'harmoniques. Parce que les tensions harmoniques sont générées par le passage de courants d'harmoniques à travers les impédances de réseau de distribution, en contrôlant les courants ou les impédances du système dans l'installation industrielle, on peut contrôler les tensions d'harmoniques sur les réseaux de distribution. Les deux tableaux 1.3 et 1.4 montrent les limites de courant et de tension relatifs à la norme IEEE 519.

TABLE 1.3 – Limites de distorsion de courant pour les systèmes généraux de distribution (120 V à 69 kV).

Distorsion maximale du courant harmonique en pourcentage de I_L						
Ordre harmonique individuel (harmoniques impaires)						
I_{sc}/I_L	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD [%]
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 < 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 < 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 < 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Les harmoniques paires sont limités à 25 % des limites des harmoniques impaires définis ci-dessus

I_L : Demande maximale du courant de charge.

I_{sc} : Courant de court-circuit maximal.

TABLE 1.4 – Limites de distorsion en tension.

Tension au PCC	Harmoniques individuels [%]	THD [%]
$V \leq 1kV$	5.0	8.0
$1kV < V \leq 69.0kV$	3.0	5.0
$69kV < V \leq 161kV$	1.5	2.5
$161kV < V$	1.0	1.5

1.4 Solutions de dépollution du courant dans les réseaux électriques

Afin de compenser les perturbations du courant, deux groupes de solution de dépollution, traditionnelle et moderne existent (Voir figure 1.6).

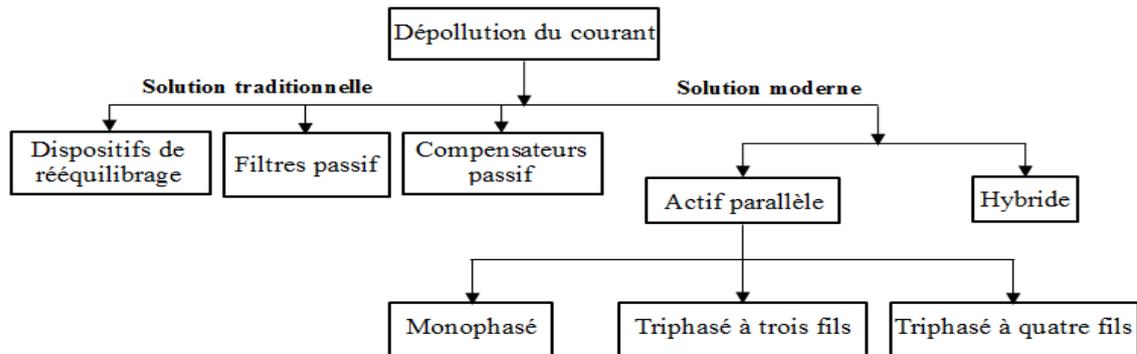


FIGURE 1.6 – Différentes solutions utilisées pour dépolluer le courant.

1.4.1 Solutions traditionnelles

Afin de dépolluer les réseaux électriques des perturbations du courant, plusieurs solutions ont été introduites dans la littérature.

1.4.1.1 Compensation des courants harmoniques

Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques.

a. Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique

L'objectif n'est pas d'éliminer les courants harmoniques circulant dans l'installation électrique, mais plutôt de « faire avec », en évitant leurs conséquences. Au moment de la conception d'une installation nouvelle, l'idée consiste à surdimensionner tous les éléments de l'installation susceptibles de véhiculer des courants harmoniques, à savoir les transformateurs, les câbles, les disjoncteurs, les groupes électrogènes et les tableaux de distribution. La solution la plus largement utilisée est le surdimensionnement du conducteur neutre. La conséquence est un accroissement important du coût de l'installation. Dans des installations existantes, la solution la plus répandue consiste à déclasser les équipements de distribution électrique soumis aux courants harmoniques. La conséquence est l'impossibilité de tirer profit du potentiel réel de l'installation.

b. Transformateurs à couplage spécial

Cette solution empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et de leurs multiples. Il s'agit d'une solution centralisée pour un ensemble de charges monophasées. Elle n'a cependant aucun effet sur les autres rangs d'harmoniques (h_5, h_7, \dots). Cette solution limite, au contraire, la puissance disponible de la source, et augmente l'impédance de ligne. Il en résulte une augmentation de la distorsion en tension due aux autres rangs harmoniques.

c. Inductances (selfs) série

Cette solution, utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse) et les redresseurs triphasés, consiste à introduire une inductance série en amont d'une charge non linéaire. Peu onéreuse, la self a cependant efficacité limitée. Il faut en installer une par charge non linéaire. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux.

d. Filtre passif accordé

Le principe est de « piéger » les courants harmoniques dans des circuits LC , accordés sur les rangs d'harmoniques à filtrer. Un filtre comprend donc une série de « gradins » qui correspondent tous à un rang d'harmonique. Les rangs 5 et 7 sont les plus couramment filtrés. On peut installer un filtre pour une charge ou pour un ensemble de charges. Sa conception nécessite une étude approfondie du réseau électrique et un travail de conception de bureau d'étude. Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie. Il convient également de coordonner ses caractéristiques avec les besoins en puissance réactive des charges ; enfin, il est souvent difficile de concevoir les filtres de manière à éviter un facteur de puissance avance (capacitif) pour certaines conditions de charge [BER98].

e. Filtre passif série

Le principe est le même que le précédent, mais au lieu de piéger les harmoniques, on les empêche de remonter à la source. Un exemple de filtre passif série est le circuit bouchon [GH09].

1.4.1.2 Compensation de la puissance réactive

La puissance réactive est majoritairement consommée par les moteurs asynchrones et par des dispositifs à base d'électronique de puissance. Différentes méthodes de compensation sont

utilisées pour relever le facteur de puissance, la plus simple consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau. L'inconvénient de cette méthode réside dans le fait que la puissance réactive fournie par les condensateurs est constante et qu'elle ne s'adapte pas à l'évolution du besoin.

1.4.1.3 Rééquilibrage des courants du réseau électrique

Puisque les courants déséquilibrés dans un réseau électrique basse tension résultent généralement des charges monophasées et biphasées mal réparties, la première solution est la répartition égale des charges sur les trois phases. Une autre solution est l'installation d'un compensateur passif composé d'inductance et de condensateur. La figure 1.7 montre ce compensateur, appelé montage de Steinmetz. Ce montage permet de présenter à 50 Hz une impédance équilibrée. Cependant, le montage de Steinmetz provoque un fort déséquilibre pour des fréquences différentes de 50 Hz, avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmoniques [AL02].

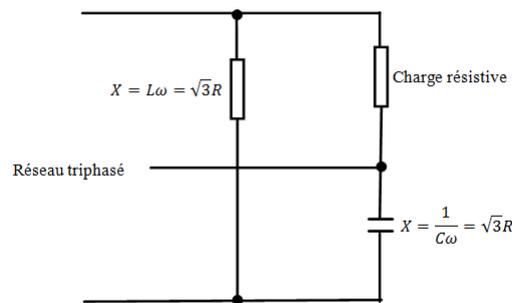


FIGURE 1.7 – Montage de Steinmetz pour le rééquilibrage.

1.4.2 Solutions modernes

Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques afin de traiter les inconvénients inhérents aux solutions traditionnels comme les filtres passifs.

La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, comme le pont redresseur dodécaphasé, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques. Les appareils à prélèvement sinusoïdal sont aussi proposés pour la compensation des harmoniques et de la puissance réactive. Cependant, ces solutions entraînent un coût supplémentaire et demandent plus que le savoir-faire habituel pour les mettre en œuvre. De plus, ces solutions ne résolvent pas les problèmes causés par les charges polluantes qui existent sur le marché.

Afin d'accompagner l'évolution des contraintes du fournisseur et du consommateur sans imposer un changement aux installations, une famille de filtres a été proposée comme une solution de dépollution des perturbations en courant.

1.4.2.1 Filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle (Voire figure 1.8) est composé d'un onduleur connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif LR . Il se connecte en parallèle avec le réseau triphasé et injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal. Ces filtres actifs shunt présentent des avantages et des inconvénients par rapport aux filtres passifs [AK05] [HA10].

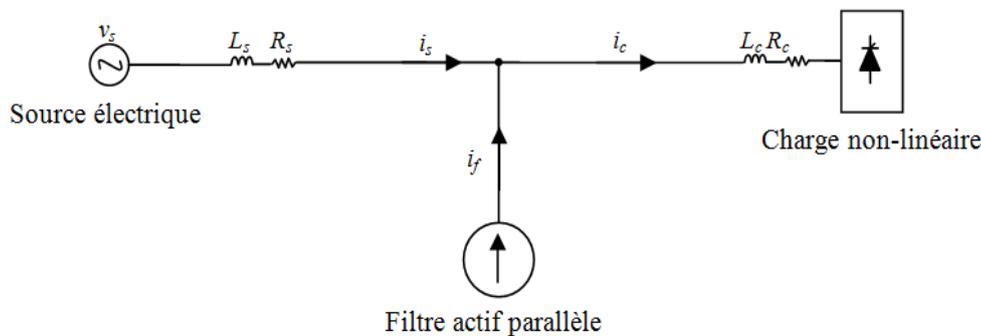


FIGURE 1.8 – Principe du filtrage actif parallèle.

On peut distinguer trois configurations du filtre actif parallèle à structure tension.

a. Filtre monophasé

Deux différentes configurations du filtre actif parallèle monophasé sont présentées par la figure 1.9.

Dans la première configuration (figure 1.9.a), le filtre est principalement composé d'un onduleur monophasé, d'une capacité qui sert comme source de tension continue, et d'une inductance liant l'onduleur avec le réseau (source du courant).

Dans la deuxième configuration (figure 1.9.b), on ajoute un transformateur et une capacité C' . Le primaire du transformateur est alimenté par l'onduleur, le secondaire est connecté en série avec C' , ainsi cette capacité avec le secondaire forment un filtre passif du courant de la charge [RA06].

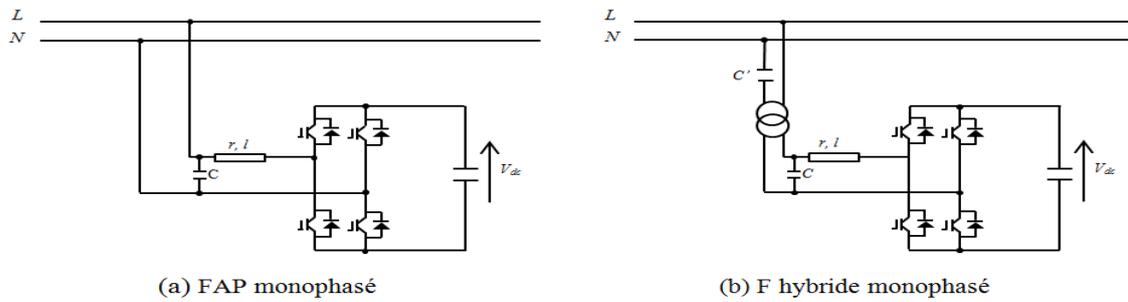


FIGURE 1.9 – Différentes configurations d'un filtre actif monophasé.

b. Filtre actif parallèle à trois fils

Il est composé d'un onduleur à trois bras qui se connecte en parallèle avec le réseau triphasé par l'intermédiaire d'une inductance de couplage. Il injecte en temps réel les composantes harmoniques des courants absorbés par les charges non linéaires connectées au réseau. Ainsi, le courant fourni par la source d'énergie devient sinusoïdal [AB08-b].

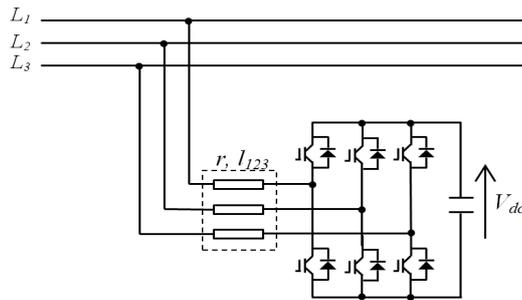


FIGURE 1.10 – Configuration d'un FAP à trois fils.

c. Filtre actif parallèle à quatre fils

Un grand nombre de charges monophasées peuvent être alimentées à partir d'un système triphasé avec le neutre. Elles peuvent causer un courant harmonique excessif dans le neutre, une surcharge due à la consommation de puissance réactive et un déséquilibre. Pour réduire ces problèmes, des compensateurs à quatre fils ont été développés dans les références [HA10][SI99][PA08]. Les topologies de ce type de filtre seront détaillées dans le chapitre suivant.

1.5 Comparaison entre les filtres passifs et les filtres actifs

Le tableau suivant donne une comparaison entre les filtres actifs et les filtres passifs selon plusieurs critères.

TABLE 1.5 – Caractéristiques des filtres actifs et passifs.

Critère de comparaison	Filtre passif	Filtre actif d'harmoniques
Action sur les courants harmoniques	- Nécessite un filtre pour chaque fréquence - pas d'adaptabilité - risque de résonance	- Agit simultanément sur plusieurs fréquences - adaptabilité - amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente
Influence de la variation de fréquence	- Efficacité réduite	- Aucune conséquence
Influence de la modification de l'impédance	- Risque de résonance	- Aucune conséquence
Influence de l'augmentation de courant	- Risque de surcharge et de détérioration	- Aucun risque de surcharge, mais efficacité diminué
Augmentation de la charge	- Nécessite des modifications sur le filtre, dans certains cas	- Aucun problème si : $I_f < I_h$
Action sur les harmoniques	- Suivant leurs ordres	- possible, grâce au paramétrage
Modification de la fréquence fondamentale	- Modification impossible	- Possible, grâce à la reconfiguration
Encombrement	- Important	- Faible
Poids	- Important	- Faible
Performance	- Pauvre	- Bonne
Fiabilité	- Pauvre	- Pauvre
Coût	- Réduit	- Élevé
Pertes	- Réduites	- Élevées

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a donné des définitions dont la connaissance est nécessaire pour comprendre l'ensemble des développements de cette thèse. On a présenté les différents perturbations affectant le réseau électrique, les caractérisations et les normes imposées, puis on montré les différentes solutions du filtrage, il y a des points positifs ainsi que des points négatifs pour chaque type de solution. En vue de leur importance, les filtres actifs du courant sont aujourd'hui au stade de la recherche. Chaque jour on trouve de nouvelles techniques d'identification des perturbations, de commande, et de régulation ; le domaine du filtrage actif est toujours en évolution. Le chapitre suivant sera consacré à la structure du filtre actif parallèle à quatre fils.

Chapitre 2

Structure d'un Filtre Actif Parallèle à Quatre Fils

2.1 Introduction

Un filtre actif parallèle à quatre fils est constitué de plusieurs parties. La figure 2.1 présente le schéma global de ce filtre connecté en parallèle avec le réseau électrique alimentant une charge triphasé à quatre fils. les deux grande parties de ce filtre sont :

- Partie puissance,
- Partie commande.

Dans ce chapitre on décrit en détaille les différents constituants de ce filtre qui sont nécessaire pour le développement de cette thèse.

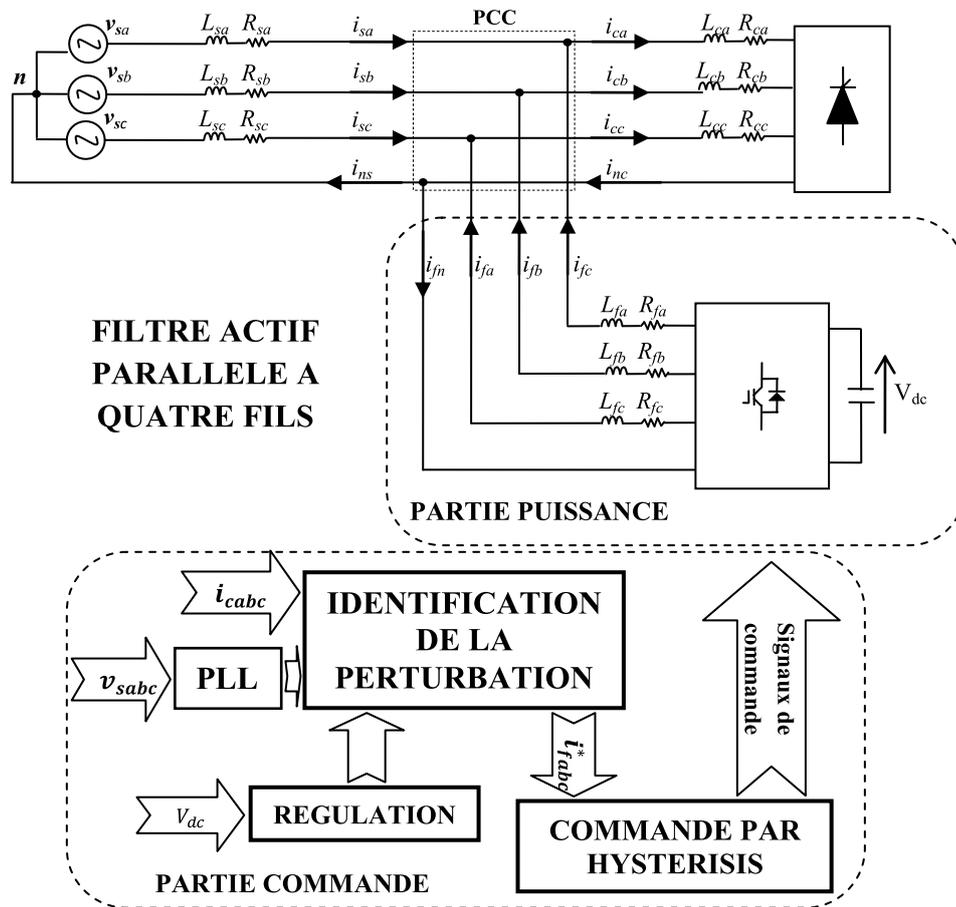


FIGURE 2.1 – Schéma global du FAP à quatre fils connecté au réseau.

2.2 Structure du filtre actif parallèle à quatre fils

Le filtre actif parallèle est un onduleur avec une commande appropriée (MLI, hystérisis ...), Il injecte dans le réseau des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci, à fin de rendre le courant du réseau électrique à la forme sinusoïdale. Il empêche les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés), produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif. Cette structure a pour vocation d'éliminer de façon active tout ou une partie des harmoniques de courant.

La figure 2.1 présente la structure générale du filtre actif parallèle à quatre fils. Le filtre est connecté en parallèle avec un réseau électrique qui alimente une charge non-linéaire. Ce filtre actif à structure tension est essentiellement constitué de deux parties : partie puissance et partie commande.

2.3 Étude de la partie puissance

La partie puissance du FAP est constituée de l'onduleur à quatre fils, d'un filtre de couplage et d'une capacité de stockage de l'énergie.

2.3.1 Onduleur d'un filtre actif parallèle

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue - alternative. Deux structures de l'onduleur sont envisagées.

2.3.1.1 Structures de l'onduleur

Il existe la structure tension et la structure courant. Dans la structure tension l'onduleur connecté en parallèle au réseau est illustré (Cas monophasé) par la figure 2.2 [XU94]. La capacité C_{dc} joue le rôle d'une source de tension continue.

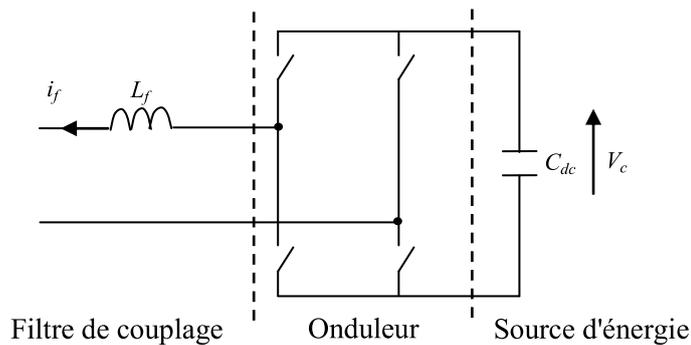


FIGURE 2.2 – Onduleur monophasé de tension.

L'onduleur de tension est relié au réseau par l'intermédiaire d'un filtre du premier ordre constitué d'une inductance L_f .

Dans la structure courant l'inductance joue le rôle d'une source de courant continu. Le courant i_f traversant cette inductance est maintenu quasiment constant pour ne pas dégrader les performances du filtre actif. L'onduleur de courant est relié au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passe-bas du second ordre constitué d'une inductance L_f et d'une capacité C_f . Ainsi le courant i_f du filtre actif est égal au courant délivré par l'onduleur filtré par le filtre LC dont la fréquence propre $\frac{1}{2\pi} \sqrt{L_f C_f}$. La bande passante du filtre actif est donc essentiellement imposée par le choix de L_f et de C_f . Ceux-ci peuvent être dimensionnés de manière à atténuer la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

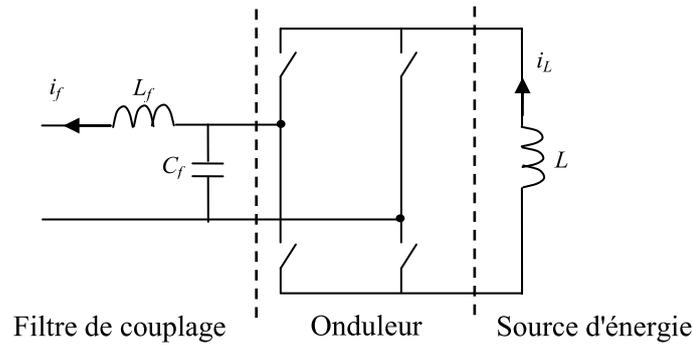


FIGURE 2.3 – Onduleur monophasé de courant.

Les interrupteurs sont unidirectionnels. Ils sont formés par des transistors commandés à l'ouverture et à la fermeture. Ceux-ci ne pouvant supporter de tension inverse, ils nécessitent une diode en série [SE89]. Cette structure est présentée par la figure 2.3 [BE03].

Comparaison des deux structures

- Dimensionnement des circuits de stockage : Pour les faibles puissances, le stockage de l'énergie dans un condensateur (structure tension) est plus efficace et moins coûteux. En revanche, pour les fortes puissances une inductance (structure courant) est plus adaptée.
- Protection contre les surtensions et surintensités : Les interrupteurs constituant un onduleur de tension doivent être protégés contre les surintensités tandis qu'un onduleur de courant nécessite une protection contre les surtensions. Cette dernière est plus complexe à réaliser technologiquement.

Ainsi, pour des installations de faible ou de moyenne puissance, la structure tension semble mieux adaptée et plus simple à réaliser [XU94]. Par conséquent, cette structure sera retenue par la suite[OM07].

Dans le cas du filtrage actif, l'onduleur de tension est raccordé entre deux types de sources : source de courant côté alternatif et source de tension côté continu. La présence de ces deux types de sources impose les conditions suivantes :

- seul interrupteur d'un bras doit conduire pour éviter des courts-circuits de la source de tension.
- le courant de ligne doit toujours trouver un chemin libre d'où la mise en antiparallèle des diodes avec les interrupteurs pour éviter l'ouverture du circuit de la source de courant.

Dans ce qui suit on présente quatre topologies de l'onduleur qui peuvent être utilisées dans d'un filtre à quatre fils.

2.3.1.2 Topologies de l'onduleur

a. L'onduleur à trois bras avec un condensateur à point milieu

Dans la première topologie l'onduleur est constitué de six interrupteurs qui forment les trois bras. Un quatrième bras est constitué de deux condensateurs dont le point milieu est relie au neutre du réseau électrique, comme l'illustre la figure 2.4. Cette topologie est employée pour des puissances réduites car le courant du neutre traverse les condensateurs [HA10][AR97][ZH02][ES07][GR07][PA08].

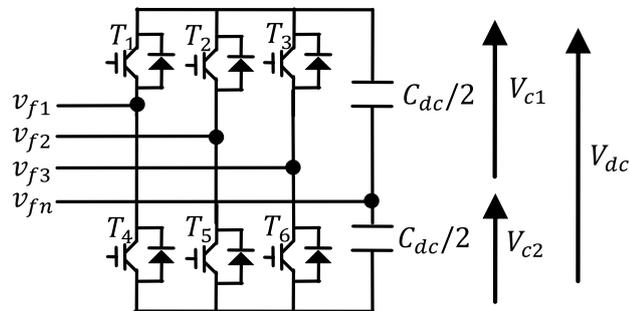


FIGURE 2.4 – Onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu.

Les états de commutation pour ce type d'onduleur sont présentés dans le tableau 2.1.

TABLE 2.1 – Tensions générées par l'onduleur de tension à trois bras avec condensateurs à point milieu.

k	s_3	s_2	s_1	V_{f3}	V_{f2}	V_{f1}
0	0	0	0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
1	0	0	1	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
2	0	1	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
3	0	1	1	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
4	1	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
5	1	0	1	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
6	1	1	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
7	1	1	1	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$

Cette topologie contient huit combinaisons de commande possibles. Ces états de commutations sont obtenus en utilisant les expressions suivantes :

$$V_{f1} = S_1 V_{dc}/2 - (1 - S_1) V_{dc}/2 \quad (2.1)$$

$$V_{f2} = S_2 V_{dc}/2 - (1 - S_2) V_{dc}/2 \quad (2.2)$$

$$V_{f3} = S_3 V_{dc}/2 - (1 - S_3) V_{dc}/2 \quad (2.3)$$

Avec : $S_i = 1$ si T_i est fermé et $S_i = 0$ si $T_i + 3$ est fermé pour $i = 1$ à 3.

b. L'onduleur à quatre bras

Dans cette topologie, l'onduleur comporte quatre bras constitués de huit interrupteurs, comme l'illustre la figure 2.5. Cette configuration a été proposée afin d'éviter le recours à un élément de stockage à point milieu comme celle de la configuration précédente, et aussi le quatrième bras est utilisé pour stabiliser et contrôler le courant du neutre du filtre actif [HA10][PA08][EL00][HI07][SA09]. Les états de commutation pour ce type d'onduleur sont présentés dans le tableau 2.2. Ils sont obtenus grâce aux expressions suivantes :

$$V_{f1} = (T_1 - T_4) V_{dc} \quad (2.4)$$

$$V_{f2} = (T_2 - T_4) V_{dc} \quad (2.5)$$

$$V_{f3} = (T_3 - T_4) V_{dc} \quad (2.6)$$

$$i_{dc} = T_1 i_1 + T_2 i_2 + T_3 i_3 - T_4 i_4 \quad (2.7)$$

La topologie à quatre bras lorsqu'elle est utilisée dans un FAP donne toujours de meilleurs résultats car l'onduleur à quatre bras pilote les trois courants de phase et celui du neutre. Par contre, l'onduleur à trois bras avec condensateurs à point milieu n'en pilote directement que trois courants et le quatrième n'est que le résultat d'une équation [BEN04].

TABLE 2.2 – Tensions générées par l'onduleur de tension à quatre bras.

k	s_4	s_3	s_2	s_1	V_{f3}	V_{f2}	V_{f1}
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	V_{dc}
2	0	0	1	0	0	V_{dc}	0
3	0	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}
4	0	1	0	0	V_{dc}	0	0
5	0	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}
6	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0
7	0	1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
8	1	0	0	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
9	1	0	0	1	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
10	1	0	1	0	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
11	1	0	1	1	$-V_{dc}$	0	0
12	1	1	0	0	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
13	1	1	0	1	0	$-V_{dc}$	0
14	1	1	1	0	0	0	$-V_{dc}$
15	1	1	1	1	0	0	0

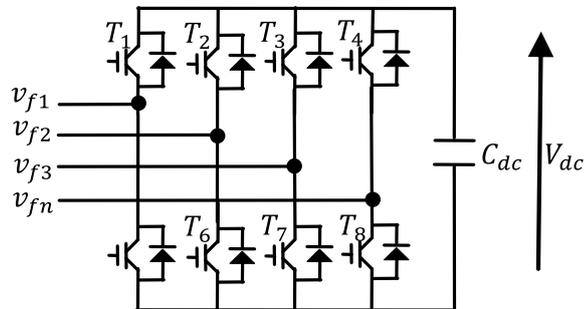


FIGURE 2.5 – Onduleur à quatre bras pour un réseau triphasé à quatre fils.

Ces deux premières topologies seront utilisées dans cette thèse.

Deux autres configurations du FAP à quatre fils sont présentées par la figure 2.6.a et 2.6.b.

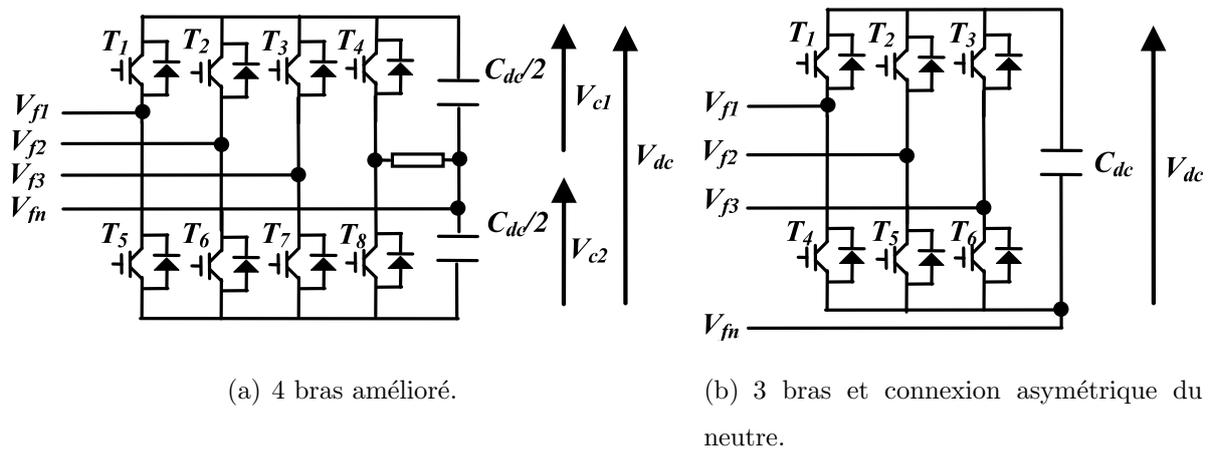


FIGURE 2.6 – Autres topologies de l'onduleur à quatre fils.

2.3.1.3 Les onduleurs multi-niveaux

En élevant le nombre de niveaux de l'onduleur, les tensions de sortie ont plusieurs niveaux induisent une forme améliorée par rapport à ceux de l'onduleur à deux niveaux. De nombreuses publications concernent les applications multi-niveaux ont été sujets de recherche très tôt avec les différentes topologies NPC, multicellulaire, ou à convertisseurs imbriqués. Néanmoins la topologie dominante pour les applications du filtrage actif, reste actuellement la structure NPC, vu la simplicité de la commande pour le cas des onduleurs trois niveaux. Au-delà de trois niveaux, le contrôle de ces onduleurs reste très délicat [DE12]. On présente ci-dessous, d'une manière brève, les principales topologies des onduleurs multi-niveaux évoquées dans la littérature [NE14].

a. Topologie basée sur la mise d'onduleurs 2-niveaux en cascade

L'une des premières réalisations de cette topologie avait déjà été réussie en recourant aux onduleurs polygonaux, dans un bras à N -niveaux (N impair ≥ 3). Chaque pont onduleur monophasé, d'indice n , peut générer une tension de sortie de valeurs $(-E, 0, +E)$. Les tensions de sortie de chaque pont sont ensuite additionnées par l'intermédiaire des transformateurs.

b. Topologie multicellulaire où à cellules imbriquées

Cette topologie a été inventée au début des années 90. Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues, matérialisées par des condensateurs flottants en agissant sur les états logiques, des cellules de commutation.

c. Topologie NPC (Neutral Point Clamped)

Cette topologie est connue depuis la fin des années 70, puis au début des années 80, étant l'une des premières publications contribuant largement à sa diffusion.

Au cours des dernières années, les onduleurs multi-niveaux sont beaucoup utilisés dans les domaines d'application de moyenne tension et grande puissance, en raison de leurs divers avantages tels que la bonne qualité de l'alimentation, une bonne compatibilité électromagnétique, les pertes de commutation faibles et leur capacité en haute tension, ainsi que, la diminution de contenu harmonique dans la tension et courant de sortie [MA12][COL10]. Ces onduleurs offrent aussi d'énormes avantages par rapport aux onduleurs 2-niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [GA05][KY02] :

- **Les Avantages technologiques des onduleurs multi-niveaux :** Dans les onduleurs multi niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer.
- **Les Avantages fonctionnelles pour le convertisseur :** Possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance [GA05][KY02]. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) [HU99].
- **Les Avantages fonctionnelles pour les machines tournantes :** Le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui d'onduleur 2-niveaux de tension, permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique [GA05][KY02]. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

2.3.2 Filtre de couplage

Le filtre entre l'onduleur et le réseau est appelé filtre de couplage, c'est un filtre passif de premier ordre qui est en réalité une simple inductance avec une résistance interne mais avec des spécificités au niveau de son circuit magnétique (introduction de noyaux en fer-

rites). Il a deux objectifs, le premier est de générer des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau. A ce titre, l'inductance L_f intervient dans la commandabilité du courant du filtre. Le deuxième est de réduire au point de raccordement au réseau (PCC), l'amplitude des créneaux de tension générés. Ce filtre passif est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

- Assurer la dynamique du courant du filtre défini par :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{di_h}{dt} \quad (2.8)$$

Où i_f : Courant du filtre

i_h : Courant harmonique de la charge

- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique [OUA05].

Une petite valeur de l'inductance du filtre passif assure la dynamique du courant. Contrairement, une valeur relativement grande de celle-là empêche les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau. Une étude comparative entre 5 approches qui permettent de trouver la valeur de L_f est faite dans [CH10].

Dans ce qui suit on présente deux approches qui permettent de déterminer L_f . En négligeant la résistance de ce filtre de couplage on obtient :

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{max} = \frac{V_{fmax} - V_{smax}}{L_f} \quad (2.9)$$

V_{fmax} : La valeur maximale de la tension à l'entrée de l'onduleur

V_{smax} : La valeur maximale de la tension simple au point de raccordement du filtre.

Pour des petites variations du courant du filtre, on obtient :

$$\frac{\Delta i_f}{\Delta T} = \frac{V_{fmax} - V_{smax}}{L_f} \quad (2.10)$$

$\Delta T = \frac{1}{f_{ond}}$: La période de variation du courant du filtre. En supposant la variation maximale du courant du filtre égale à 25 % de la valeur maximale du courant du réseau, la valeur de l'inductance de couplage est donnée par [GH09] :

$$L_f = \frac{V_{fmax} - V_{smax}}{0.25 i_{smax} f_{ond}} \quad (2.11)$$

Le dimensionnement de L_f peut être réalisé avec la contrainte que pour une fréquence

de commutation donnée, la pente du courant i_f est plus petite que celle d'une porteuse triangulaire définissant cette fréquence de commutation. La pente de la porteuse triangulaire est définie par :

$$\alpha = 4.\epsilon.f_c \quad (2.12)$$

Telle que : ϵ est l'amplitude de l'onde triangulaire, f_c est la fréquence de commutation des interrupteurs du filtre actif. La pente maximale de i_f dans le cas d'un filtre actif à point milieu est donnée par :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{0,5V_{dc} + V_{sm}}{L_f} \quad (2.13)$$

D'où une valeur de L_f estimée à [DJ07] [NE14] :

$$L_f = \frac{0,5V_{dc} + V_{sm}}{4.\epsilon.f_c} \quad (2.14)$$

2.3.3 Système de stockage d'énergie

Le condensateur C_{dc} joue le rôle d'une source de tension continue. La tension à ses bornes V_{dc} est maintenue à une valeur quasi-constante grâce à la régulation. Le choix de la tension V_{dc} et de la capacité de condensateur C_{dc} affecte la dynamique et la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue V_{dc} causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle [ME01]. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Ils doivent être faible d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs et d'autre part pour ne pas dégrader la performance du filtre actif [NE14]. Pour cette raison, on peut estimer que seuls les premiers harmoniques sont pris en compte dans le choix des paramètres du système de stockage. Différentes approches de détermination de la capacité du bus continue sont proposées dans [BEN04][GR07][AK83][LE93].

Une de ces méthodes est basée sur le calcul de l'énergie fournie par le filtre actif et celle de la charge polluante. Elle est présentée dans ce qui suit [HA08].

La valeur efficace du courant de la charge coté alternatif dans les trois phases est :

$$\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 d\omega t} = I_d \quad (2.15)$$

où I_d représente le courant de charge coté continu. Le fondamental du courant de la

charge est donné par :

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_s = 0.9I_d \quad (2.16)$$

Les courants harmoniques produits par la charge représentent la différence entre le fondamentale et la valeur efficace du courant coté alternatif de la charge. Ces courants sont donnés par :

$$\sum_{i=2}^{\infty} I_{si} = (I_s^2 - I_{s1}^2) = 0.43I_s \quad (2.17)$$

Le filtre actif doit fournir la puissance correspondante aux harmoniques produite par la charge. En choisissant la période de l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur six fois inférieure à celle de la tension du réseau électrique, on peut trouver :

$$C_{dc} \geq \frac{0.43I_s}{6f_s(V_{dcmax}^2 - V_{dcmin}^2)} \quad (2.18)$$

f_s : la fréquence fondamentale du réseau électrique. On choisit un taux d'ondulation ΔV_{dc} acceptable, généralement de l'ordre de 2% V_{dc} .

Une autre méthode, plus simple, se base sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible. La capacité C_{dc} se calcule de la façon suivante [AL02][ME01].

$$C_{dc} = \frac{I_h}{V_{dc}\Delta V_{dc}\omega_h} \quad (2.19)$$

ω_h : la pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

Le tableau 2.3 suivant résume l'influence des paramètres L_f, C_{dc} et V_{dc} sur le comportement du FAP [GH15-b] :

TABLE 2.3 – Influence des paramètres sur le comportement du FAP.

Paramètres	Objectifs	Problèmes
C_{dc}	Petit condensateur pour réduire le cout et les pertes (minimiser l'énergie pour charger le condensateur)	Une grande variation de V_{dc} pendant le régime transitoire
L_f	Une petite valeur pour obtenir une réponse rapide ($\frac{di_f}{dt}$ grande)	Augmentation de la fréquence de commutation qui est limitée par certaine composante électronique. En plus en retrouve les harmoniques à haute fréquence du côté de la source
V_{dc}	Assez grande pour assurer la dynamique de compensation	Pertes élevées (pour une grande valeur de V_{dc} il faut apporter plus de puissance pour charger le condensateur)

2.4 Étude de la partie commande

Cette section est consacrée à la partie commande du filtre actif, dont laquelle on présente les stratégies de commande du filtre actif, l'identification du courant perturbateur, la commande de l'onduleur, la boucle de verrouillage de la phase et la régulation de la tension du bus continue.

2.4.1 Stratégies de commande du filtre actif parallèle

Trois stratégies de commande peuvent être utilisées [HA08] [SC01]. La stratégie directe qui est basée sur la mesure du courant de la charge polluante puis, de l'extraction des composantes harmoniques de ce courant [GH09]. La figure 2.7 représente le schéma de cette stratégie de commande. De cette manière, le filtre actif injecte les courants de compensation sans information sur les courants du réseau. Toutes les erreurs dans le système comme l'incertitude des paramètres, les erreurs de mesure ou de commande apparaîtront dans le réseau sous formes des harmoniques non-filtrés.

La stratégie de commande indirecte consiste à mesurer les courants du coté source, et

d'imposer la forme sinusoïdale sur ces courants. L'algorithme de commande est plus moins compliqué et demande moins capteurs que celui dans la méthode directe. La figure 2.8 montre le schéma de la commande indirecte du filtre actif. Dans ce travail on s'intéresse à la commande directe [GH09].

Une Stratégie basée sur l'identification à partir de la détection de la tension de la source.

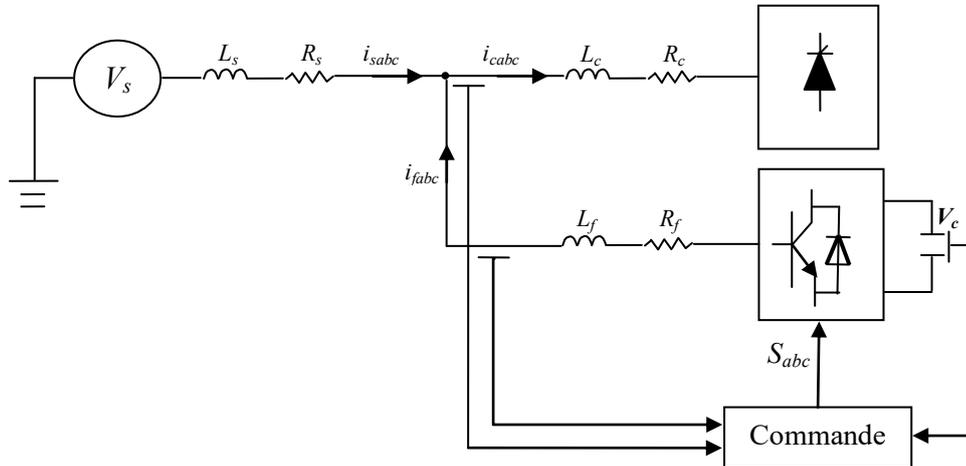


FIGURE 2.7 – Schéma de la commande directe.

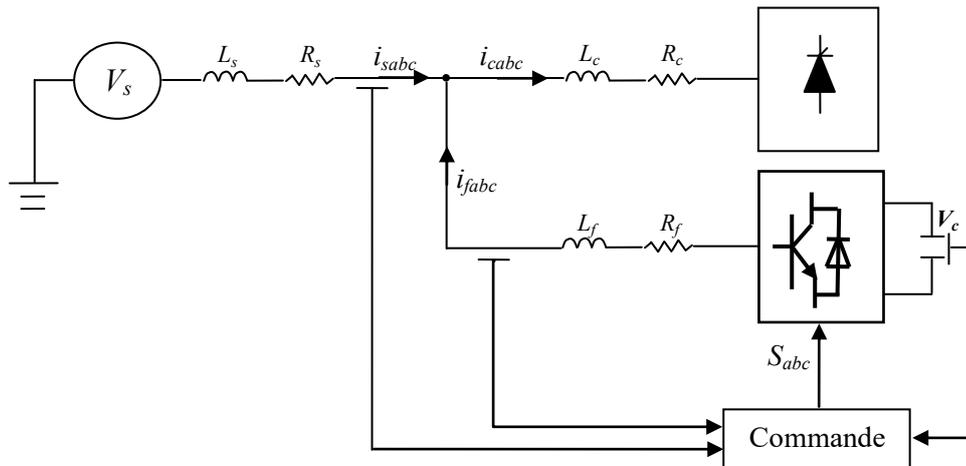


FIGURE 2.8 – Schéma de la commande indirecte.

2.4.2 Identification du courant pollué

La charge polluante absorbe un courant constitué d'une composante fondamentale et de composantes harmoniques. Le but du filtrage actif est la génération de courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant absorbé au réseau sera sinusoïdal. Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante.

L'identification sert à générer des références nécessaires à la compensation. Le choix de la méthode utilisée pour isoler la composante harmonique du courant de charge est un facteur déterminant quant aux performances obtenues par le filtre actif (précision, dynamique, . . .). Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes qui décrivent différents algorithmes d'identification possibles.

La première famille utilise la transformée de Fourier rapide dans le domaine fréquentiel, pour extraire les harmoniques de courant. Cette méthode est bien adaptée aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elle donne aussi l'avantage de sélectionner les harmoniques individuellement. Il est à noter que cette méthode nécessite une grande capacité de calcul [GU00].

Une autre méthode, appelée méthode de détection synchrone, reposant sur la transformée de Park a été proposée [AK83]. Cette méthode se base essentiellement sur le calcul de la pulsation fondamentale obtenue par une PLL. Cela exige une précision parfaite du calcul de cette pulsation afin de ne pas avoir des courants identifiés erronés[OM07].

La méthode d'identification la plus utilisée est celle appelée méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées [AK83]. Cette méthode offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation.

Récemment, des nouvelles méthodes d'identification donnent le choix de compenser un, plusieurs ou voire même tous les types de courants perturbateurs. En effet, en se basant sur la régulation de la tension continue et sur celles du réseau électrique aux points de raccordement, on peut compenser à la fois tous les courants perturbateurs, tout en offrant la possibilité de réguler la tension de la charge [CH00]. Cette méthode, qui ne peut être implantée que numériquement, ne garantit pas une compensation parfaite de la puissance réactive, de même que la régulation de tension n'assure pas toujours une bonne qualité à la tension de la charge.

2.4.3 Commande de l'onduleur

Le but de la commande de l'onduleur est de permettre la meilleure reproduction des courants de référence, à travers les ordres de commande appliqués aux interrupteurs de puissance. Ils existent plusieurs méthodes de commande, les deux principales familles de commande sont :

- la commande par hystérésis,
- la commande par modulation de largeur d'impulsions.

La commande conventionnelle par hystérésis, qui sera utilisée dans ce travail, est très couramment utilisée de par sa simplicité d'utilisation et sa robustesse. 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. La figure 2.9 expose son schéma pour la commande d'un onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu (a) et d'un onduleur à quatre bras (b). Cette commande consiste à établir dans un premier temps pour chaque phase le signal d'erreur, différence entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. Cette erreur est ensuite comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis afin de fixer les ordres de commande des interrupteurs.

Cette commande présente cependant un inconvénient majeur : elle ne permet pas de contrôler la fréquence de commutation des semi-conducteurs, d'où la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés.

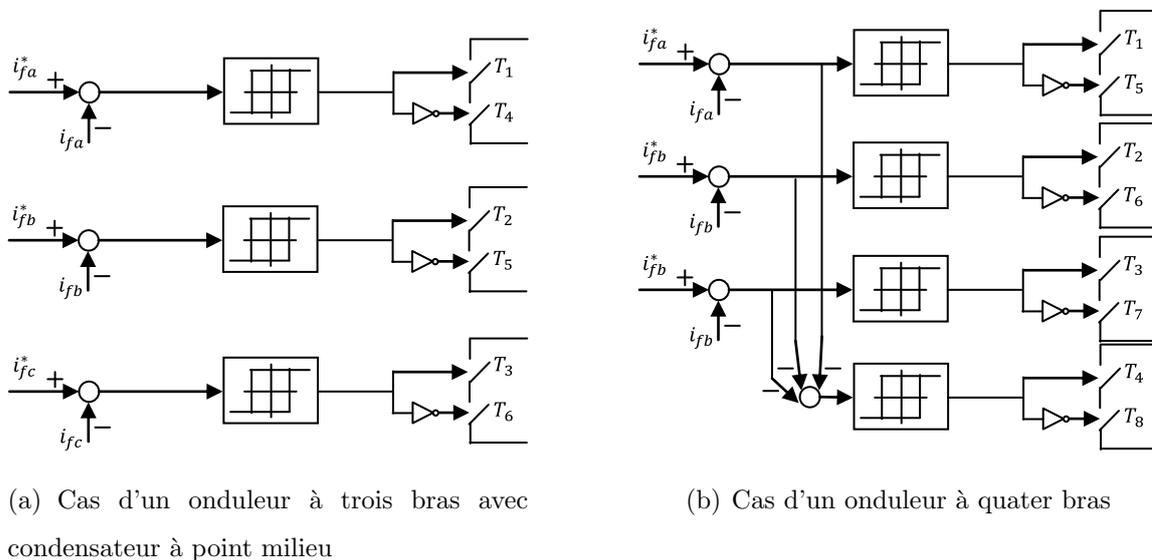


FIGURE 2.9 – Schéma de commande par hystérésis.

La technique de commande par Modulation de Largeur d'impulsion (MLI) résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur [SI99].

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette tension est ensuite comparée avec un signal en dent de scie (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [SI99] [ES07].

La méthode MLI vectorielle est largement utilisée dans la commande des onduleurs, elle

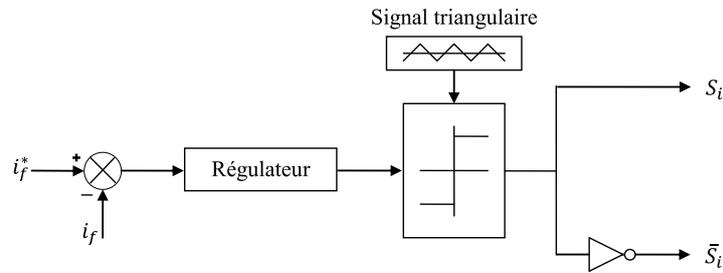


FIGURE 2.10 – Principe de commande du courant par MLI.

peut augmenter la valeur maximale de la tension de sortie de l'onduleur avec un taux de distorsion harmonique réduit par rapport à ceux obtenus par la méthode MLI sinusoïdale. Il y a plusieurs algorithmes utilisant la MLI vectorielle pour commander l'onduleur ou le redresseur. Le but de toutes les stratégies de modulation est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise [DA04].

Afin de commander le filtre actif parallèle, on doit d'abord identifier les courants harmoniques de la charge polluante, qui servent en effet comme références du filtre actif parallèle. Donc, la stratégie de commande du FAP se base sur la détection des courants perturbateurs dans le domaine temporel.

2.4.4 Régulation de la tension du bus continu

La source d'alimentation du filtre n'est pas une source de tension autonome mais une capacité qui se charge et se décharge. La tension aux bornes de cette dernière n'est pas constante. Si aucun échange de puissance active n'existe entre la capacité et le réseau; cette dernière sera considérée comme un réservoir pour le circulation des harmoniques. Les principales causes d'échange de puissance et qui sont susceptibles de modifier cette tension sont [TA08] [BEB04] :

- Les pertes dans le filtre actif,
- L'injection des courants fondamentaux pendant les régimes transitoires de la charge polluante,
- Les pertes de commutation et par conduction des interrupteurs de puissance,
- Les pertes par effet Joule dans les composants passifs L et C.

Afin d'assurer le rôle de source de tension continue, une régulation de cette tension est nécessaire [HA09][AL02]. L'objectif de cette régulation revient à limiter la variation de la tension en utilisant une capacité de valeur aussi faible que possible. De cette façon, le dimensionnement du condensateur pourra être optimisé.

La régulation est usuellement faite par des correcteurs de type proportionnel intégral (PI). La référence est générée par le correcteur PI comme suit :

$$I_{dc} = k_p(V_{dc}^* - V_{dc}) + k_i \int (V_{dc}^* - V_{dc})dt \quad (2.20)$$

pour une régulation par I_{dc} et :

$$P_{dc} = k_{pdc}(V_{dc}^* - V_{dc})^2 + k_{idc} \int (V_{dc}^* - V_{dc})^2 dt \quad (2.21)$$

pour une régulation par P_{dc} .

k_p et k_i (resp. k_{pdc} et k_{idc}) sont les termes proportionnel et intégral du correcteur PI. Contrairement au contrôle des courants harmoniques, ce correcteur est bien adapté à la régulation de la tension continue, et il reste le plus utilisé à cet effet. Les gains proportionnel et intégral sont déterminés à partir de l'étude de la fonction de transfert en boucle fermée schématisée sur les figures 2.11 et 2.12.

2.4.4.1 Régulation par I_{dc}

La tension au borne de la capacité du bus continu est :

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \int I_{dc} dt \quad (2.22)$$

en appliquant la transformé de Laplace on trouve :

$$V_{dc} = \frac{1}{sC_{dc}} I_{dc} \quad (2.23)$$

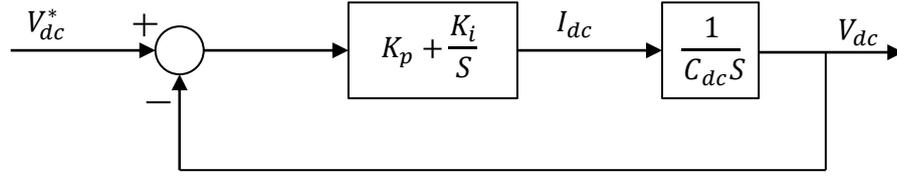
La fonction de transfert du système est : $\frac{1}{sC_{dc}}$, et la boucle de régulation par PI est montrée à la figure 2.11.

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$G_{BF} = \frac{(1 + \frac{K_p}{K_i} s) \frac{K_i}{C}}{s^2 + \frac{K_p}{C_{dc}} s + \frac{K_i}{C_{dc}}} \quad (2.24)$$

L'expression générale d'une fonction de transfert du second ordre est :

$$G_{BF} = \frac{(1 + \frac{K_p}{K_i} s) \omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (2.25)$$

FIGURE 2.11 – Boucle de régulation de la tension du bus continue par I_{dc} .

Après identification de cette dernière équation avec l'équation 2.24 on trouve : $K_i = \omega_c^2 C_{dc}$ et $K_p = 2\xi \sqrt{K_i C}$

2.4.4.2 Régulation par P_{dc}

Si on néglige les pertes au niveau de l'onduleur et dans le filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_{dc} = \frac{d(1/2C_{dc}V_{dc}^2)}{dt} \quad (2.26)$$

en appliquant la transformation de Laplace sur cette relation, on obtient :

$$P_{dc}(S) = \frac{1}{2}S C_{dc} V_{dc}^2(S) \quad (2.27)$$

Le carré de la tension aux bornes du condensateur est donnée par :

$$V_{dc}^2(S) = \frac{2P_{dc}(S)}{C_{dc}S} \quad (2.28)$$

A partir de la relation 2.28 et en tenant compte du régulateur PI, la boucle de régulation de tension continue peut être représentée par la figure 2.12. Le choix des paramètres K_{pdc} et K_{idc} aura pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire la dynamique du filtre actif.

A partir de la figure 2.12, la fonction de transfert représentant la régulation en boucle fermée de la tension continue est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{1 + \frac{K_{pdc}}{K_{idc}}s}{s^2 + 2\frac{K_{pdc}}{C_{dc}}s + 2\frac{K_{idc}}{C_{dc}}} \quad (2.29)$$

Comparant cette équation avec la forme générale d'une fonction de transfert de deuxième ordre, on trouve [GH09] : $K_{idc} = \frac{1}{2}C_{dc}\omega_c^2$ et $K_{pdc} = \xi \sqrt{2C_{dc}K_{idc}}$ tel que : $\omega_c = 2\pi f_c$ Pour

un compromis entre temps de réponse et dépassement on prend $\xi = 0.707$ et pour un bon filtrage des harmoniques de la tension de boucle on prend $f_c = 30 \text{ Hz}$.

Il est possible de linéariser l'équation 2.26 autour de V_{dc}^* et faire la régulation de V_{dc} au lieu de V_{dc}^2 comme c'est le cas dans [ZE06]...

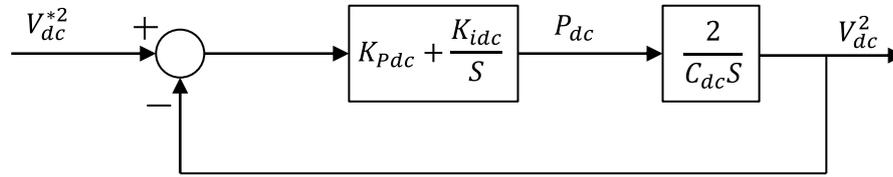


FIGURE 2.12 – Boucle de régulation de la tension du bus continue par P_{dc} .

La régulation par I_{dc} ou par P_{dc} peut ce faire aussi avec un simple régulateur proportionnel en série avec un filtre passe bas permettant de filtrer les harmoniques de la tension continue.

2.4.4.3 Régulation dans le cas d'un condensateur à point milieu

Dans le cas d'un bus continu avec condensateur à point milieu (Voir figure 2.4), un problème de déséquilibre apparaît entre les deux tensions du bus continu.

Le déséquilibre éventuel entre les tensions aux bornes des deux capacités sont dus aux facteurs principaux suivants : d'abord à cause des commutations. En effet, pendant le laps de temps où un semi-conducteur conduit alors que l'autre est bloqué, il y a une tension qui est au dessus de l'autre, et lorsque le deuxième semi-conducteur prend la relève, l'autre tension devient à son tour plus grande, ainsi un phénomène d'oscillation à la fréquence de commutation apparaît entre les deux tensions. néanmoins, ces oscillations sont en générale faibles, et avec des capacités relativement larges, elles deviennent négligeables. La deuxième raison est la compensation des courants homopolaires. En effet, la relation entre la différence des deux tensions du bus continu et le courant du neutre est[HA12] :

$$\Delta V_{dc} = \frac{1}{C} \int_0^t i_{cn} dt \quad (2.30)$$

Cette dernière équation montre que la différence de tension est essentiellement due à la compensation des courants homopolaires. Le courant injecté à travers le point milieu du bus continu est responsable des déséquilibres. On peut distinguer à partir de l'équation 2.30 que ce déséquilibre peut se manifester sous forme d'oscillations à la fréquence du courant i_{cn} mais s'il y a terme continu dans ce courant il y aura un déséquilibre constant(non oscillatoire) entre les deux tensions.

Les tensions V_{c1} et V_{c2} aux bornes des deux condensateurs $\frac{C_{dc}}{2}$ doivent être maintenues à des valeurs constantes et égales, donc contrairement au filtre actif à trois fils ou à quatre fils avec quatre bras, ici on a besoins de deux réglages pour la tension continue comme le montre le figure 2.13, d'un côté maintenir la tension du bus constante et de l'autre côté équilibrer les deux tensions.

Deux techniques sont déjà proposées pour la compensation du déséquilibre : [AR97] a proposé de modifier la largeur de la bande d'hystérésis contrôlant les courants injectés par le filtre actif. Cette modification est dictée par le taux de déséquilibre entre les deux capacités du bus, et son principe consiste à décaler ou avancer l'instant d'ouverture ou de fermeture des interrupteurs afin d'augmenter ou de réduire la tension aux bornes de l'une des capacités par rapport à l'autre.

La deuxième technique [LI04], la plus connue à cet effet est plus simple et plus efficace. Elle consiste à forcer l'onduleur de tension à absorber du réseau un courant compensateur I'_{dc} (ou P'_{dc}) tel que, si la valeur moyenne de la tension V_{c1} est plus grande que celle de V_{c2} , un terme négatif de courant est absorbé pour compenser cette dernière. Inversement, si V_{c2} est plus grande, un terme de courant positif est absorbé pour compenser V_{c1} . Le courant compensateur est directement déterminé par un contrôle proportionnel P comme suit :

$$I'_{dc} = K_{dc}(V_{c2} - V_{c1}) \quad (2.31)$$

K_{dc} est un gain qui doit être suffisamment petit, sous peine de provoquer un terme continu ou un courant homopolaire dans les courants de source après filtrage [AK05].

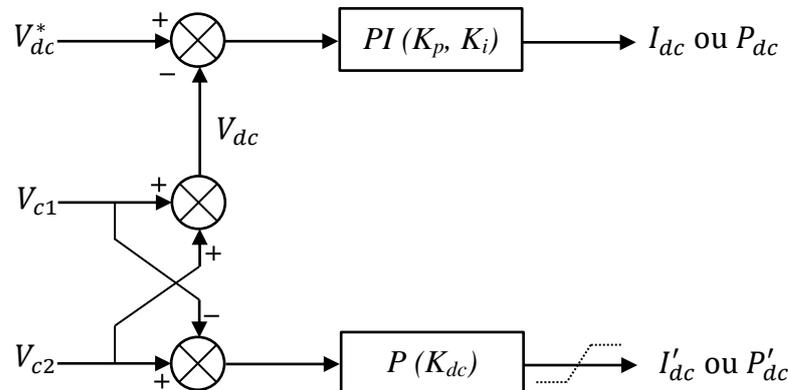


FIGURE 2.13 – Régulation de la tension du bus continue dans le cas d'un condensateur à point milieu.

2.4.5 Boucle à verrouillage de phase

Une boucle à verrouillage de phase ou une PLL est un système permettant de détecter la phase instantanée ainsi que les systèmes direct, inverse et homopolaire d'un système électrique triphasé quelconque. Ces variables sont nécessaires dans l'étape d'identification des courants harmoniques. La phase instantanée est une grandeur importante et indispensable pour les méthodes d'identification. Certaines méthodes sont très sensibles aux changements de fréquence. Il est donc nécessaire de disposer d'une PLL robuste pour améliorer la qualité de la compensation.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les différentes parties et structures qui peuvent être utilisées dans un FAP à quatre fils, ce qui permettra dans le reste de cette thèse de choisir les éléments qui conviennent.

Dans le prochain chapitre on se concentre sur la commande du filtre actif par différentes méthodes d'identification du courant polluant, qui constituent un élément essentielle dans la détermination des performances globales du FAP.

Chapitre 3

Identification du Courant Polluant

3.1 Introduction

L'identification du courant polluant est un étape essentiel dans le processus de commande des filtres actifs. A l'heure actuelle, les chercheurs continuent toujours à améliorer ces méthodes à fin d'obtenir des meilleurs résultats.

Plusieurs méthodes d'identification des courants de référence ont été développées depuis la mise en place des premiers filtres actifs afin de générer les signaux de référence servant à la commande du filtre actif.

Dans ce chapitre les deux méthodes d'identification habituellement utilisées seront développées pour être appliquées au filtre actif parallèle à quatre fils :

- la méthode des Puissances Instantanée Réelle, Imaginaire et homopolaire (PIRI) ;
- la méthode de Référentiel Synchrone (SRF).

Dans le but d'appliquer des filtres d'extraction à ces deux méthodes, on utilise le Filtre Passe Bas et le Filtre Multi-Variables.

Ensuite, on présente une méthode d'identification par réseaux de neurones appelée méthode directe qui va se suivre par la conception d'un filtre par réseaux de neurones appliqué à la méthode SRF au lieu d'un filtre passe bas ou d'un filtre multi-variables.

Ce chapitre se termine par une présentation et discussion des résultats des simulations du système complet pour le cas d'une charge équilibrée et pour trois cas de charge déséquilibrée avec la topologie à quatre bras. Une étude comparative entre les performances des différentes méthodes d'identification sera effectuée.

3.2 Méthode des puissances instantanées réelle, imaginaire et homopolaire avec FPB

Cette méthode introduite par [AK01], exploite la transformation de Concordia des tensions simples et des courants de ligne, afin de calculer les puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées. Elle permet de transformer la composante fondamentale en une composante continue et les composantes harmoniques en composantes alternatives. Cette transformation est nécessaire si on veut éliminer facilement la composante continue. Le principe de cette méthode est énoncé ci-dessous.

Soient respectivement les tensions simples et les courants de ligne d'un système triphasé avec neutre, $v_{sa}(t)$, $v_{sb}(t)$, $v_{sc}(t)$ et $i_{ca}(t)$, $i_{cb}(t)$, $i_{cc}(t)$. La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé des axes abc aux axes $\alpha\beta o$, comme le montre les deux relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

La transformation de Concordia est définie par :

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Après isolation des composantes fondamentales en tension notées $\bar{v}_{\alpha\beta 0}$, les puissances réelle, imaginaire et homopolaire instantanées sont données par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta & 0 \\ -\bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta & 0 \\ 0 & 0 & \bar{v}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Les composantes $\bar{v}_{\alpha\beta}$ sont isolées par un filtre multi-variables (FMV) au lieu d'une PLL.

Les puissances instantanées peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$p = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.5)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (3.6)$$

$$p_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (3.7)$$

\bar{p} , \bar{q} et \bar{p}_0 : Composantes continues des puissances instantanées.

\tilde{p} , \tilde{q} et \tilde{p}_0 : Composantes alternatives des puissances instantanées.

A l'aide d'un filtre passe bas avec une boucle de retour ou d'un filtre passe haut, on peut éliminer de p et de q une (des) partie (s) selon les objectifs de la compensation montrés au tableau 3.1 ci-dessous.

TABLE 3.1 – Les modes de compensation de la commande des puissances instantanées.

Paramètre à compenser	Paramètre de contrôle
Courant harmonique	$p = \tilde{p}$ et $q = \tilde{q}$
Énergie réactive	$p = 0$ et $q = \tilde{q}$
Courant harmonique + énergie réactive	$p = \tilde{p}$ et $q = \tilde{q}$

Pour la compensation du courant dans le neutre, le courant homopolaire i_0 sera utilisé directement comme référence sans passer par le calcul de la puissance homopolaire et donc l'isolation de la composante fondamentale de la tension homopolaire pour le calcul de la puissance homopolaire n'est pas nécessaire dans cette variante de la méthode des PIRI.

L'objectif dans ce travail est de compenser les harmoniques de courant et l'énergie réactive. Les composantes du courant $i_{f\alpha\beta}^*$ sont alors définies par :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta \\ -\bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\bar{v}_\alpha^2 + \bar{v}_\beta^2} \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & -\bar{v}_\beta \\ \bar{v}_\beta & \bar{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

soit :

$$i_{f\alpha}^* = \frac{\bar{v}_\alpha}{(\bar{v}_\alpha^2 + \bar{v}_\beta^2)} \tilde{p} - \frac{\bar{v}_\beta}{(\bar{v}_\alpha^2 + \bar{v}_\beta^2)} q \quad (3.10)$$

$$i_{f\beta}^* = \frac{\bar{v}_\beta}{(\bar{v}_\alpha^2 + \bar{v}_\beta^2)} \tilde{p} + \frac{\bar{v}_\alpha}{(\bar{v}_\alpha^2 + \bar{v}_\beta^2)} q \quad (3.11)$$

$i_{f\alpha}^*$ et $i_{f\beta}^*$ sont les courants de référence dans le repère de Concordia. On remarque dans les expressions de ces derniers l'absence du courant homopolaire. On prend pour l'homopolaire :

$$i_{f0}^* = i_0$$

Maintenant, il est aisé de remonter aux courants de référence par la transformation

inverse de Concordia [BEN04]. La figure 3.1 illustre l'algorithme d'identification.

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} i_{f\alpha}^* \\ i_{f\beta}^* \\ i_{fo}^* \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$C^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

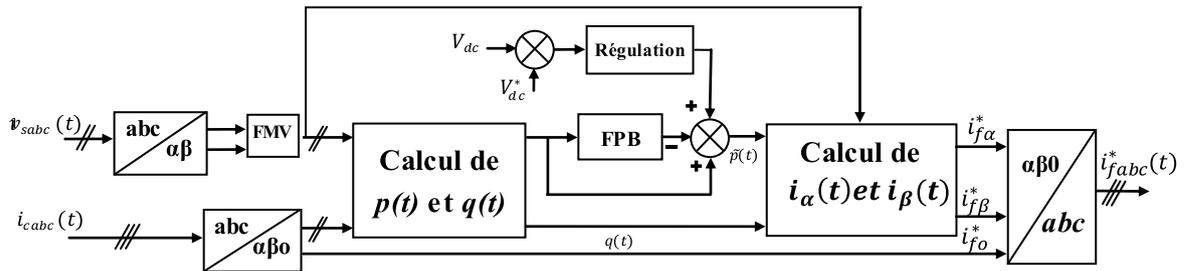


FIGURE 3.1 – Identification par la méthode des puissances instantanées avec FPB+FMV.

3.3 Méthode des puissances instantanées réelle, imaginaire et homopolaire avec FMV

La transformation de Concordia des tensions simple de la source et du courant de charge est appliquée comme dans le cas de l'identification précédent.

Le FMV, utilisé au niveau des tensions diphasées, permet de filtrer efficacement les composantes harmoniques des tensions d'alimentation. Ainsi, sa mise en œuvre permet d'améliorer les performances du filtrage. Quant aux courants diphasés d'axes α et β , ils peuvent être définis comme la somme d'une composante fondamentale et d'une composante harmonique :

$$\begin{cases} i_\alpha = \bar{i}_\alpha + \tilde{i}_\alpha \\ i_\beta = \bar{i}_\beta + \tilde{i}_\beta \end{cases} \quad (3.14)$$

Le rôle d'un deuxième FMV est d'extraire les composantes fondamentales du courant de charge à la pulsation fondamentale ω_c , directement selon les axes $\alpha\beta$. Ensuite, les composantes harmoniques du courant selon les axes $\alpha\beta$, notées ici \tilde{i}_α et \tilde{i}_β , sont obtenues en soustrayant sur chaque axe, la sortie du FMV à son entrée [AB08-b]. Puis les puissances \tilde{p} et \tilde{q} sont

calculées par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{v}_\alpha & \bar{v}_\beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\bar{v}_\beta & \bar{v}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Les étapes qui restent se font de la même manière que dans le cas d'identification précédent. La figure 3.2 illustre l'algorithme d'identification par la méthode des puissances instantanées avec 2 FMV [MA14].

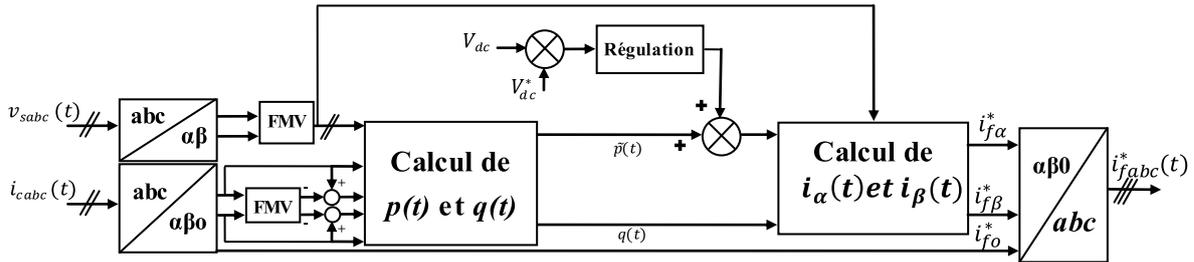


FIGURE 3.2 – Identification par la méthode des puissances instantanées avec 2 FMV.

3.4 Méthode de référentiel synchrone avec FPB

La méthode de référentiel synchrone, est appelée aussi méthode des courants instantanés d et q . Elle permet d'obtenir des meilleures performances même si la tension du réseau est perturbée ou déséquilibrée. La figure 3.3 représente le schéma de principe de cette méthode.

Dans cette méthode les courants de la charge sont transformés dans le repère $\alpha\beta 0$ de Concordia avec la transformation C de l'équation 3.3, puis dans le repère dq de Park $P(\theta)$ de l'équation 3.16 pour obtenir $i_d(t)$ et $i_q(t)$.

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & \cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$\theta = \omega t$ représente la position angulaire du repère tournant qui est une fonction linéaire de la pulsation angulaire. Ce repère de référence tourne à une vitesse constante en synchronisme avec les tensions triphasées [BA07]. Le courant dans ce repère peut être exprimé de la façon suivante :

$$i_d(t) = i_{dh}(t) + i_{df}(t) \quad (3.17)$$

$$i_q(t) = i_{qh}(t) + i_{qf}(t) \quad (3.18)$$

$i_{df}(t)$ et $i_{qf}(t)$ représentent successivement le courant fondamental actif et le courant fondamental réactif dans le repère dq , $i_{dh}(t)$ et $i_{qh}(t)$ représentent successivement les courants harmoniques sur l'axe d et l'axe q dans le même repère. Le courant de référence $i_{dh}(t)$ sera extrait dans ce repère à l'aide d'un FPB avec une boucle de retour.

Avec la transformation inverse de Park $P^{-1}(\omega t)$ appliquée sur i_{dh} et i_q on obtient les courants $i_{f\alpha}^*$ et $i_{f\beta}^*$. Ensuite la transformation inverse de Concordia C^{-1} est appliquée sur $i_{f\alpha}^*, i_{f\beta}^*$ et $i_{fo}^* = i_0$ pour retrouver les courants de référence i_{fa}^*, i_{fb}^* et i_{fc}^* dans le repère triphasé.

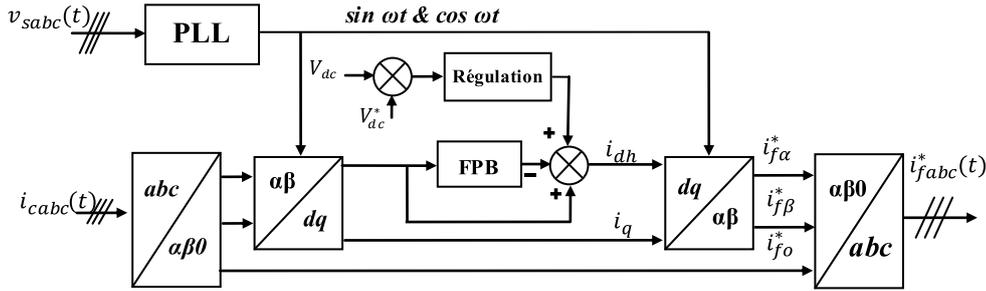


FIGURE 3.3 – Identification par la méthode de référentiel synchrone avec FPB.

3.5 Méthode de référentiel synchrone avec FMV

Cette méthode suit les mêmes démarches que la méthode précédente la seule différence est que le courant perturbateur s'identifie par un FMV dans le repère de $\alpha\beta 0$ après la transformation de Concordia du courant de la charge. Le schéma de cette méthode est montré par la figure 3.4 ci-dessous. L'expression du courant après le passage par le FMV et la transformation d-q de R.H Park sera :

$$\begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

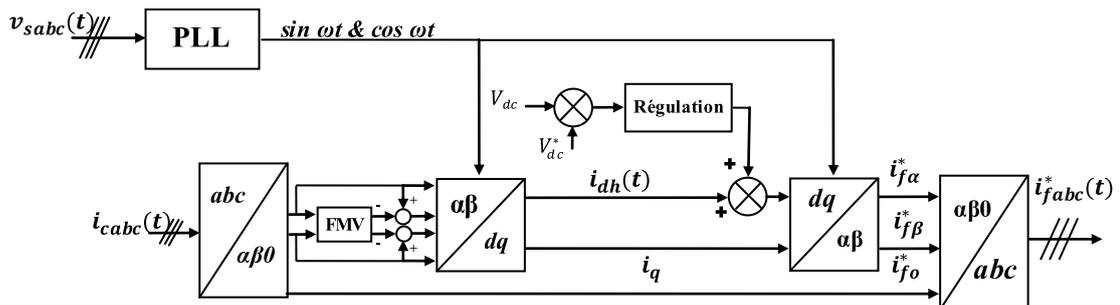


FIGURE 3.4 – Identification par la méthode de référentiel synchrone avec FMV.

3.6 Application des techniques neuronales au filtrage actif parallèle à quatre fils

La recherche dans le domaine de réseaux de neurone appliqués au filtrage actif à trois fils a commencé récemment, parmi les travaux dans ce domaine on trouve [OUL05][QA14-a] et [GU13]... Les réseaux de neurone utilisés dans le filtrage actif sont l'Adaline et le feed-forward MNN. Dans l'article [QA14-a], l'auteur propose une étude comparative entre les réseaux de neurones de type Adaline et de type feed-forward. Les réseaux de type Adaline ont donné des meilleures performances par rapport à ceux de type feed-forward. En plus ces derniers doivent être entraînés on ligne utilisant l'algorithme de rétropropagation. Par contre les réseaux de neurones de type Adaline ont une structure simple et sont entraînés hors ligne. Les principales applications de l'Adaline se trouvent dans le filtrage adaptatif et dans la prédiction des signaux.

Dans la thèse [OUL05] l'auteur a présenté, avec une étude comparative, cinq méthodes d'identification basées sur les Adaline ; méthode Direct, TMM, SRF, p-q et p-qs. Les méthodes p-q et p-qs basées sur la théorie des puissances instantanées sont les seuls qui ont besoin d'un système d'extraction de la tension directe du réseau électrique. Elles ne sont pas applicables pour les systèmes monophasés de même que la méthode SRF. Celle-ci effectue l'identification des courants dans le repère à deux dimension (dq) et offre toutes les avantages des méthodes p-q et p-qs. La méthode directe ne nécessite pas la décomposition de la tension ni la transformation des courants. La technique tri-monophasée modifiée s'applique sur les courants comme la méthode directe et la méthode SRF tandis que les méthodes p-q et p-qs s'utilisent dans l'espace des puissances. La méthode SRF avec les réseaux de neurones apparaît comme celle qui remplit le mieux les différentes contraintes et notamment celle relatives aux ressources de calculs.

En raison de simplicité et les meilleurs résultats obtenus par rapport aux autres méthodes neuronal ; on propose dans ce travail d'appliquer les réseaux de neurones de type Adaline dans l'identification du courant perturbé du réseau triphasé à quatre fils par la méthode directe et SRF.

3.6.1 Généralités sur les réseaux de neurones

Les neurones biologiques constituent l'unité fonctionnelle de base du système nerveux. Ils assurent le traitement des signaux bioélectriques appelés influx nerveux. En fait, les neurones font une sommation des signaux reçus en entrée et fournissent en sortie un courant

en fonction du résultat obtenu. On distingue trois parties d'un neurone biologique (figure 3.5) :

- La somma : c'est le cœur de l'activité nerveuse situé au centre du neurone.
- L'axone : attaché au somma qui est électriquement actif, ce dernier conduit l'impulsion générée par le neurone vers l'entrée (synapse) d'un autre neurone.
- Les Dendrites : électriquement passives, elles reçoivent les impulsions d'autres neurones.

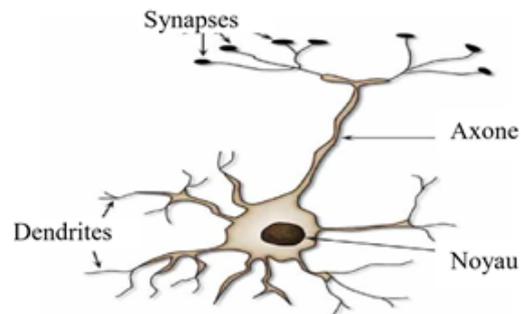


FIGURE 3.5 – Les neurones biologiques.

Les réseaux de neurones artificiels (RNA ou Artificial Neural Networks- ANN) sont apparus en 1943 lors d'essais de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts. La modélisation consiste à mettre en œuvre un système de réseaux neuronaux sous un aspect non pas biologique mais artificiel. Le tableau 3.2 établit la correspondance entre le neurone formel et le neurone biologique. Chaque neurone artificiel (ou formel) est un unique qui à son tour alimente un certain nombre de neurones « aval ». A chacune des entrées est associé un poids W représentatif de la force de la connexion, lequel est mis à jour selon un processus d'apprentissage.

TABLE 3.2 – Analogie entre le neurone biologique et le neurone artificiel.

Neurone biologique	Neurone artificiel
Synapses	Poids de connexion
Axones	Signal de sortie
Dendrite	Signal d'entrée
Somma	Fonction d'activation

On peut distinguer trois types d'architectures de réseaux de neurones :

- Les réseaux non bouclés ou réseaux à propagation avant (feed-forward networks),

- Les réseaux bouclés ou les réseaux récurrents,
- Les réseaux à connexions complexes.

De manière générale, un perceptron multicouches contient une couche d'entrée (la rétine), une ou plusieurs couches cachées, chargées des calculs suivant une fonction de transfert avec un seuil, et une couche de sortie (couche de décision). Les neurones sont reliés entre eux par des connexions pondérées. Ce sont les poids de ces connexions qui gouvernent le fonctionnement du réseau et « programment » une application de l'espace des entrées vers l'espace des sorties à l'aide d'une transformation non linéaire. L'algorithme de rétropropagation du gradient consiste alors à mesurer l'erreur entre les sorties désirées et les sorties observées résultant de la propagation vers l'avant des entrées et à renvoyer cette erreur à travers les couches du réseau en allant des sorties vers les entrées, jusqu'à ce que les poids des connexions se stabilisent.

3.6.2 Principe de l'Adaline

Le réseau de neurone de type Adaline est constitué de deux couches : couche d'entrée et couche de sortie. Il est inventé par Widrow et Hoff quand ils essayaient d'implémenter leur fameux algorithme d'apprentissage, Least Mean Square (LMS). Elle permet d'estimer les fonctions qui possèdent une relation entrée-sortie linéaire, et peut fonctionner dans certaines applications de la vie réelle. L'ajustement des poids est effectué durant le procès d'apprentissage. L'apprentissage est réalisé par itération selon les étapes suivante :

1. Initialisation du vecteur poids $W^T(t)$ et du paramètre d'apprentissage η ,
2. Application du vecteur $X(t)$ en entrée du réseau,
3. Calcul de la sortie $y(t)_{est} = W(t)^T \cdot X(t)$,
4. Calcul de l'erreur d'estimation $e(t) = y(t) - y(t)_{est}$,
5. Mise à jour du vecteur poids par l'expression $W(t+1) = W(t) + \eta \cdot e(t) \cdot X(t)$, $0 < \eta < 1$,
6. $t = t + 1$ et retour à l'étape 2.

$X(t) = [1 \ X_1(t) \ X_2(t) \ \dots \ X_{n-1}(t) \ X_n(t)]^T$ est le vecteur d'entrée.

$W^T(t) = [W_0(t) \ W_1(t) \ W_2(t) \ \dots \ W_{(n-1)}(t) \ W_n(t)]$ est le vecteur des poids.

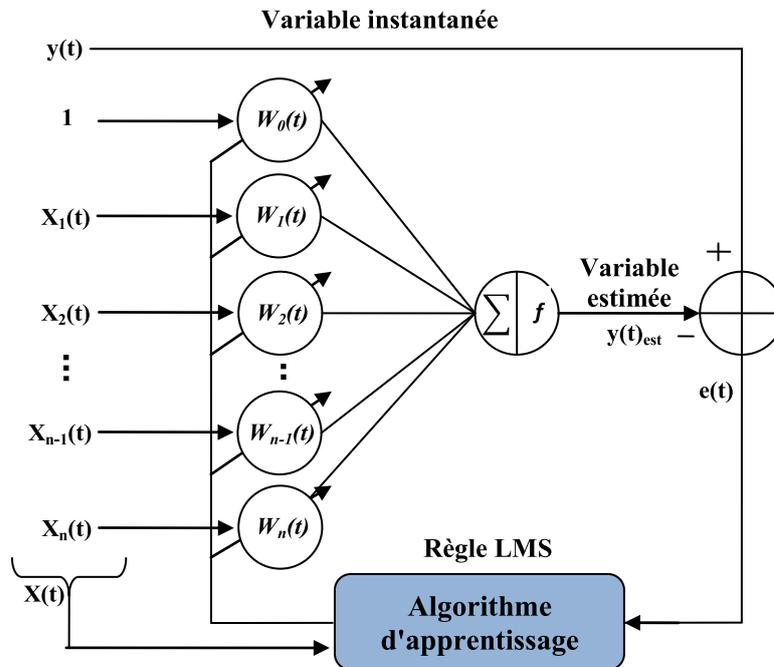


FIGURE 3.6 – Principe de l'Adaline.

3.6.3 Algorithme d'apprentissage

Un algorithme d'apprentissage dans un réseau de neurone permet de modifier les poids afin d'obtenir la réponse attendue. Dans [NG10] différents algorithmes d'apprentissage sont présentés à savoir :

- L'apprentissage par correction d'erreur (rétropropagation ou descente du gradient).
- L'apprentissage à rétropropagation du gradient d'erreur.
- L'apprentissage compétitif.

Parmi les algorithmes évoqués dans [NG10], l'algorithme des moindres carrés (LMS) basé sur la descente du gradient (GD) qui appartient au type apprentissage par correction d'erreur est retenu dans ce travail pour sa large utilisation dans le domaine de la commande et de l'identification. Cet algorithme est un algorithme d'optimisation appliqué au carré de l'erreur entre le signal de référence et le signal estimé. La fonction objective est exprimée par [QA14-a] :

$$E(W) = \frac{1}{2}e(W)^2 = \frac{1}{2}(y - y_{est})^2 = \frac{1}{2}(y - W^T X)^2 \quad (3.20)$$

En calculant le gradient de E en fonction des poids on trouve :

$$\nabla E(W) = -e.X \quad (3.21)$$

D'où l'expression de mise à jour des poids est :

$$W(t+1) = W(t) - \eta \cdot \nabla E(W) = W(t) + \eta \cdot e \cdot X \quad (3.22)$$

3.6.4 Choix du coefficient d'apprentissage

Le coefficient d'apprentissage η détermine la stabilité et le taux d'apprentissage d'un RNA. Pour des entrées indépendantes du temps, la convergence et la variance du vecteur moyen du poids sont assurées pour la plus part des cas pratiques si :

$$0 < \eta < \frac{1}{\text{trace}[R]} \quad (3.23)$$

Où trace $[R] = \sum(\text{éléments diagonaux de } R)$, avec R est la matrice de corrélation d'entrée définie comme : $R = E(X \cdot X^T)$.

Le coefficient d'apprentissage η est un paramètre important. Le choix d'une petite valeur de η permet une meilleur stabilité du réseau de neurones mais une convergence des poids lente [LE93][DA97]. En conséquence, pour accélérer la convergence du vecteur poids et raffiner les résultats, η doit être variable pendant le processus d'apprentissage. Sa valeur doit être sélectionnée relativement grande au début, et sera décroissante et prendre une valeur faible à la fin de l'apprentissage. L'expression de η peut être décrite par l'équation suivante :

$$\eta = \eta_i \left(\frac{\eta_f}{\eta_i} \right)^{\left(\frac{t}{t_{max}} \right)} \quad (3.24)$$

η_i et η_f sont respectivement la valeur initiale et la valeur finale du coefficient d'apprentissage. La variable t est le temps et t_{max} est le temps nécessaire à la décroissance du coefficient d'apprentissage [BE13].

3.6.5 Identification par la méthode neuronale directe

Dans cette partie l'identification et le filtrage s'effectuent dans l'espace des courants abc. L'entrée de l'Adaline est la tension d'alimentation et le courant de charge, la sortie est le courant de référence. Pour chaque phase, après prélèvement sur le réseau électrique, le courant est décomposé en série de Fourier de la façon suivante :

$$i_c(t) = i_{cf}(t) + i_{ch}(t) \quad (3.25)$$

Dans cette expression i_{cf} représente le courant fondamental et i_{ch} représente le courant harmonique tel que :

$$i_{cf}(t) = I_{11}\cos(\omega t - \alpha) + I_{12}\sin(\omega t - \alpha) \quad (3.26)$$

et :

$$i_{ch}(t) = \sum_{i=2}^n (I_{i1}\cos i(\omega t - \alpha) + I_{i2}\sin i(\omega t - \alpha)) \quad (3.27)$$

ω est la pulsation fondamentale du réseau électrique, α est un angle quelconque qui peut être égale à zéro, I_{11} et I_{12} sont les amplitudes associés aux cosinus et sinus du courant fondamental, I_{i1} et I_{i2} sont associés aux cosinus et sinus du courant harmonique d'ordre i . i est un entier naturel associé aux harmoniques présentes dans le réseau électrique.

L'identification des harmoniques se fait par un réseau Adaline identique sur chaque phase comme le montre la figure 3.7. Les entrées de ce réseau sont les termes en cosinus et en sinus issus de la décomposition en série de Fourier du courant mesuré (à l'exception d'un terme constant correspondant à un biais) [OUL05]. L'expression du courant de charge peut alors être écrite sous la forme matricielle suivante :

$$i_{ch}(t) = W^T(t).X(t) \quad (3.28)$$

Dans cette expression, $W(t)$ représente le vecteur des poids de l'Adaline et $X(t)$ le vecteur des entrées constitué des composants cosinus et sinus des différentes harmoniques :

$$W^T(t) = [I_{11} \ I_{12} \ I_{21} \ I_{22} \ \dots \ I_{n1} \ I_{n2}] \quad (3.29)$$

$$X(t) = [\cos(\omega t - \alpha) \ \sin(\omega t - \alpha) \ \dots \ \cos n(\omega t - \alpha) \ \sin n(\omega t - \alpha)] \quad (3.30)$$

On utilise l'algorithme d'apprentissage présenté précédemment pour la mise à jour des poids.

Le courant fondamental estimé est alors évalué comme suit :

$$i_{cf}(t) = I_{11}\cos(\omega t) + I_{12}\sin(\omega t) \quad (3.31)$$

Ou I_{11} et I_{12} représentent les poids du réseau Adaline associés aux entrées constituées des termes cosinus et sinus pour la fréquence fondamentale. Si :

$$v_s(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (3.32)$$

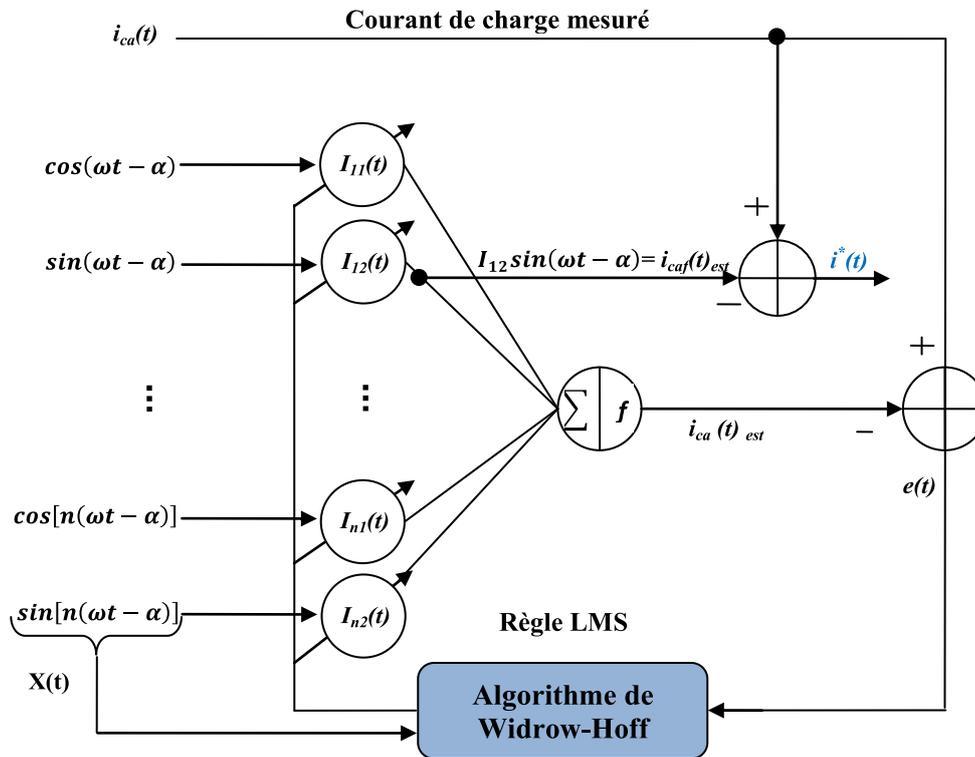


FIGURE 3.7 – Structure de l’Adaline sur la première phase pour la méthode d’identification directe.

Alors la partie active du courant identifié est :

$$i_{c\text{factif}}(t) = I_{12}\sin(\omega t) \quad (3.33)$$

Et la partie réactive :

$$i_{c\text{reactif}}(t) = I_{11}\cos(\omega t) \quad (3.34)$$

Pour compenser les harmoniques le courant de référence sera :

$$i^*(t) = i_{ca}(t) - [I_{11}\cos(\omega t) + I_{12}\sin(\omega t)] \quad (3.35)$$

Et pour compenser les harmoniques et le réactif le courant de référence sera :

$$i^*(t) = i_{ca}(t) - I_{12}\sin(\omega t) \quad (3.36)$$

Il est possible d’identifier les courants harmoniques individuellement (ce qui n’est pas le cas pour les méthodes des PIRI et SRF) dans le but de sélectionner celles que l’on veut compenser. Il suffit alors de prélever les amplitudes identifiées par les poids de l’Adaline correspondant aux composantes des cosinus et sinus des harmoniques en question. Ainsi,

pour un harmonique d'ordre i on peut écrire :

$$i_{ci}(t) = I_{i1} \cdot \cos i(\omega t) + I_{i2} \cdot \sin i(\omega t) \quad (3.37)$$

L'amplitude de l'harmonique sera déterminée comme suit :

$$I_{ci}(t) = \sqrt{I_{i1}^2 + I_{i2}^2} \quad (3.38)$$

3.6.6 Identification par la méthode SRF avec FRNA

L'origine de cette méthode est la méthode appelée méthode des courants diphasés proposée par [OUL05]. Elle travaille dans le repère dq. On propose de modifier cette méthode pour fonctionner dans le cas d'un réseau à quatre fils et compenser aussi le réactif.

On considère l'écriture simplifiée du courant pollué, sur les trois phases, donnée par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{a12} \sin(\omega t) \\ i_{b12} \sin(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) \\ i_{c12} \sin(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{a11} \cos(\omega t) \\ i_{b11} \cos(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) \\ i_{c11} \cos(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} + \sum_{i=2}^n \begin{bmatrix} i_{ai1} \cos i(\omega t) + i_{ai2} \sin i(\omega t) \\ i_{bi1} \cos i(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) + i_{bi2} \sin i(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) \\ i_{ci1} \cos i(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) + i_{ci2} \sin i(\omega t - 4\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

La première partie de cette relation représente les courants fondamentaux actifs, la seconde présente les courants réactifs et la troisième modélise la somme des harmoniques.

Les transformations de Park et de Concordia sont appliquées sur les courants dans le repère abc. Les nouveaux courants dans le repère d-q seront :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Ou simplement :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

On obtient :

$$\begin{aligned}
i_d = & -\sqrt{\frac{2}{3}}([I_{a12}\sin^2\omega t + I_{b12}\sin^2(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + I_{c12}\sin^2(\omega t - \frac{4\pi}{3})]) \\
& + [I_{a11}\sin\omega t.\cos\omega t + I_{b11}\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}).\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + I_{c11}\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}).\cos(\omega t - \frac{4\pi}{3})] \\
& + \sin\omega t \sum_{i=2}^n (I_{ai2}\sin i(\omega t) + I_{ai1}\cos i(\omega t)) \\
& + \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}). \sum_{i=2}^n (I_{bi2}\sin i(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + I_{bi1}\cos i(\omega t - \frac{2\pi}{3})) \\
& + \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}). \sum_{i=2}^n (I_{ci2}\sin i(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + I_{ci1}\cos i(\omega t - \frac{4\pi}{3}))] \quad (3.42)
\end{aligned}$$

$$i_{df} = -\sqrt{\frac{2}{3}}[I_{a12}\sin^2\omega t + I_{b12}\sin^2(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + I_{c12}\sin^2(\omega t - \frac{4\pi}{3})] \quad (3.43)$$

i_{df} présente le courant fondamental actif dans le repère $d - q$. Le reste présente le courant indésirable i_{dh} à identifier pour l'axe d . Donc :

$$i_d = i_{df} + i_{dh} \quad (3.44)$$

La notation vectorielle de l'équation 3.44 sera :

$$X_{da}(t) = [\sin(\omega t).\cos(\omega t) \sin(\omega t).\sin(\omega t) \dots \sin(\omega t).\cos(n\omega t) \sin(\omega t).\sin(n\omega t)] \quad (3.45)$$

$$\begin{aligned}
X_{db}(t) = & [\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}).\cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}).\sin(\omega \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}).\cos n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \dots \\
& \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}).\sin n(\omega t - \frac{2\pi}{3})] \quad (3.46)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
X_{dc}(t) = & [\cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}).\cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}).\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}).\cos n(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \dots \\
& \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}).\sin n(\omega t - \frac{4\pi}{3})] \quad (3.47)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
X_d(t) & = [X_{da11} X_{da12} \dots X_{dan1} X_{dan2} X_{db11} X_{db12} \dots X_{dbn1} X_{dbn2} X_{dc11} X_{dc12} \dots X_{dcn1} X_{dcn2}] \\
& = [X_{da}(t) X_{db}(t) X_{dc}(t)] \quad (3.48)
\end{aligned}$$

$$W_d^t = -\sqrt{\frac{2}{3}}[I_{a11} I_{a12} \dots I_{an1} I_{an2} I_{b11} I_{b12} \dots I_{bn1} I_{bn2} I_{c11} I_{c12} \dots I_{cn1} I_{cn2}] \quad (3.49)$$

Le vecteur $X_d(t)$ constitue l'entrée de l'Adaline. Le vecteur W_d représente les poids des Adaline retrouvés après une phase d'adaptation. La somme des poids I_{a12}, I_{b12} et I_{c12} après multiplication par leurs entrées correspondante représente l'estimation de la composante fondamentale active du courant de la charge dans le repère diphasé suivant l'axe d. Le courant de la charge soustrait de cette somme représente le courant perturbateur i_{dh} dans le repère d. La figure 3.8 montre le schéma du FRNA utilisé à la place du FPB dans la méthode SRF avec ce FRNA, et la figure 3.9 montre le schéma d'identification du courant perturbateur par la méthode SRF avec FRNA.

Il est à noter que la stratégie d'identification des courants harmoniques avec les Adaline peut être utilisée aussi dans le repère de Concordia.

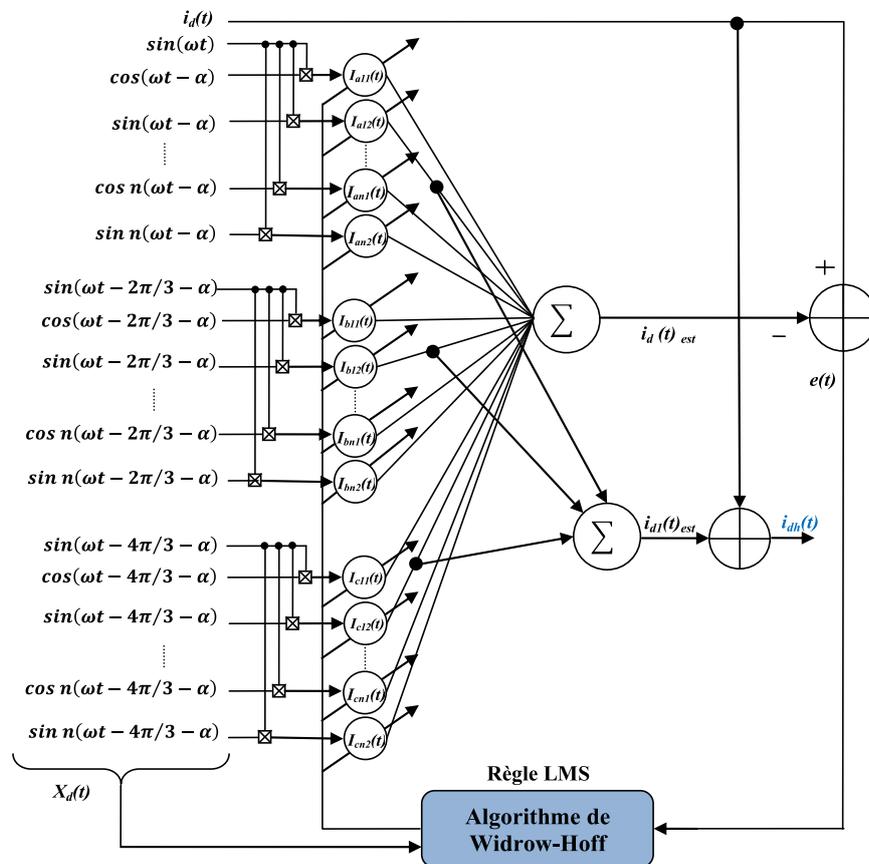


FIGURE 3.8 – Topologie de l'Adaline pour l'extraction du courant polluant diphasé.

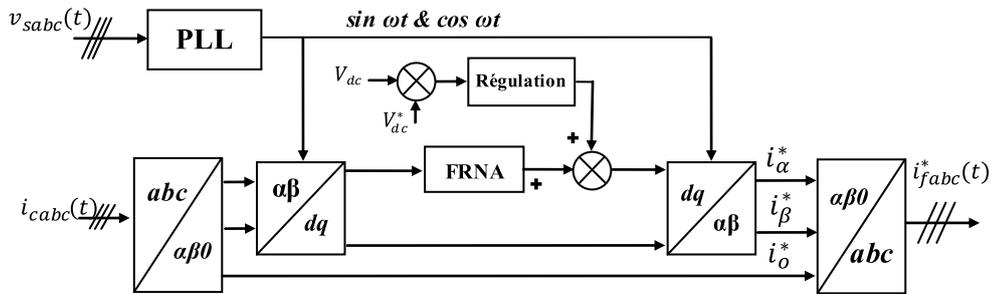


FIGURE 3.9 – Identification du courant perturbateur par la méthode SRF avec FRNA.

3.7 Résultats des simulations

Dans cette section, on présente les résultats des simulations obtenues pour les différentes méthodes d'identification. Ces résultats ont été obtenus à l'aide du logiciel MatLab/Simulink 7.8.0 utilisant également la toolbox « SimPowerSystem ». Le système simulé est celui de la figure 3.10. Il comporte une source de tension triphasée à quatre fils avec une impédance interne, une charge non linéaire triphasée avec neutre et un filtre actif parallèle à quatre bras. Les paramètres par phase de ce système sont présentés aux deux tableaux 3.3 et 3.4 ci-dessous.

Les simulations sont effectuées pour un cas de charge équilibrée et pour trois cas de charge déséquilibrée. Les méthodes d'identification exposée dans les sections précédentes seront testées. Pour se concentrer sur l'objectif de ce chapitre ; la régulation de la tension V_{dc} n'est pas pris en compte dans ce qui suit.

TABLE 3.3 – Paramètres du système étudié.

Alimentation	Tension V_{sm} [V]	94
	Fréquence f_s [Hz]	50
	Résistance R_s [Ω]	0.42
	Inductance L_s [mH]	2.3
Filtre	Tension V_{dc} [V]	350
	Capacité C_{dc} [μF]	1100
	Inductance L_f [mH]	3
	Bande d'hystérésis Δi [mA]	2
Charge	Inductance L_c [mH]	1

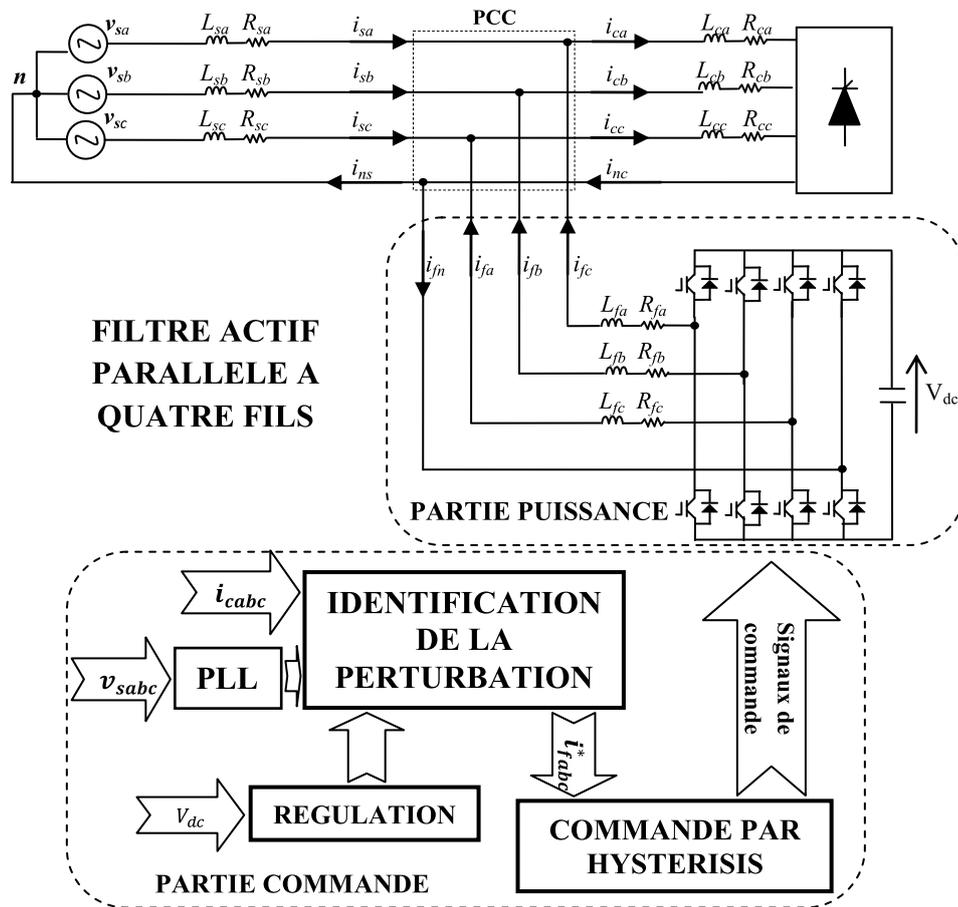


FIGURE 3.10 – Schéma du système simulé.

TABLE 3.4 – Paramètres des charges.

Type de charge	Paramètre	Phase a	Phase b	Phase c
Charge équilibrée	$R [\Omega]$	12.4		
Première charge déséquilibrée		20.0	12.4	28.0
Deuxième charge déséquilibrée				
Troisième charge déséquilibrée				
Charge équilibrée	$L [mH]$	200.0		
Première charge déséquilibrée		21.1	200.0	28.0
Deuxième charge déséquilibrée				
Troisième charge déséquilibrée				

Dans tout ce travail, les THD_i sont calculés pour les 40 premiers harmoniques en respectant la norme CEI [AB08-b]. Le nombre de neurones pour les méthodes neuronales est de 19, qui tient compte de l'ordre de distorsion maximale attendue et la valeur du paramètre d'apprentissage est de 0.001.

3.7.1 Cas d'une charge équilibrée

La figure 3.11 présente la charge triphasée équilibrée utilisée dans cette partie. Elle est composée de trois redresseurs monophasés double alternance à diodes alimentant chacun une inductance résistive.

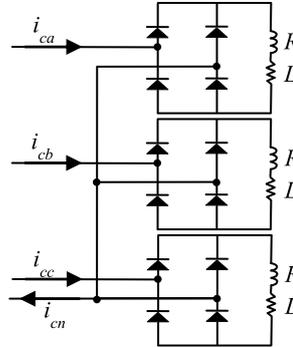


FIGURE 3.11 – Configuration de la charge triphasée équilibrée.

Dans le cas d'une charge triphasée équilibrée, la forme des courants pour les trois phases, aussi bien que les spectres d'harmoniques, sont identiques. Il suffit de tracer la forme du courant pour la phase a uniquement. Les résultats de simulation du système étudié sont présentés sur les figures ci-dessous.

D'après la figure 3.12.a le courant du côté charge est déformé, la figure 3.12.b montre que le courant du neutre du côté charge n'est pas nul malgré que la charge est équilibrée, la figure 3.12.c décrit l'évolution du taux de distorsion harmonique du courant de la charge THD_{ic} , on peut voir qu'il est très élevé et dépasse 5 %, la limite maximale admissible par la norme IEEE qui est 5 %.

La figure 3.13.a, décrit la forme, avec filtrage, du courant de la source. D'une part on note au début un régime transitoire de courte durée, pour tous les algorithmes d'identification avant que les courants prennent leurs formes finales. Ce régime transitoire n'est pas influencé seulement par la méthode d'identification choisie, mais aussi par les paramètres du réseau électrique qui provoquent aussi un régime transitoire au début de la simulation. En régime transitoire on constate que les méthodes PIRI avec FMV et SRF avec FRNA ont une forme de réponse du courant de la source similaire, ils sont confondus, la même chose peut être notée pour les méthodes PIRI avec FPB et RNA direct.

De l'autre part en régime permanent la forme du courant de source pour chacun des algorithmes utilisé est similaire et parfaitement sinusoïdale.

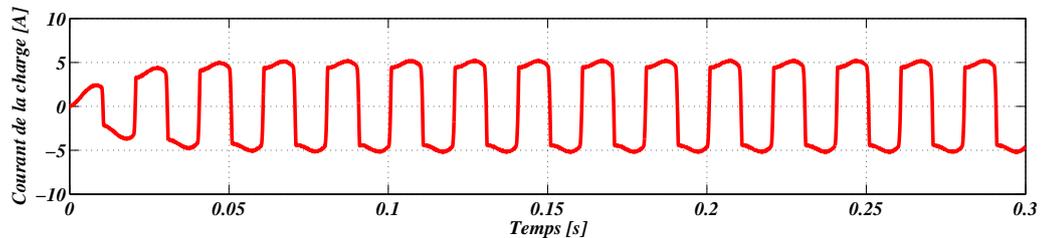
La figure 3.13.b décrit la forme du courant du neutre côté source, on remarque qu'il est nul pour toutes les méthodes, sauf pour la méthode direct ou on note un régime transitoire

du courant avant qu'il s'annule. Cette exception est causée par le temps d'apprentissage de l'Adaline qui est relativement important.

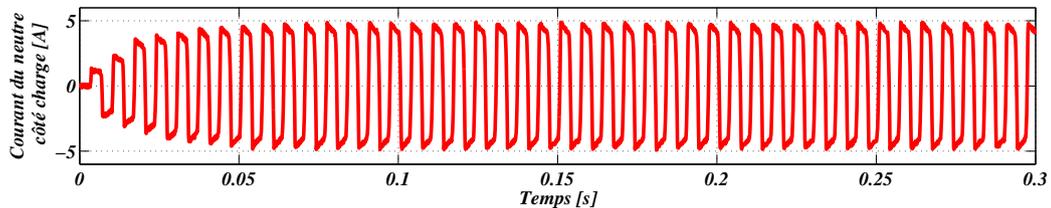
A partir de la figure 3.13.c, on note que les THD_{is} pour les différentes méthodes sont compris entre 0.49 % et 1.03 %, les meilleures méthodes en terme de THD_{is} sont classés comme suit : RNA direct, PIRI avec FMVs, SRF avec FRNA, PIRI avec FPB, SRF avec FMV et SRF avec FPB.

La figure 3.14 montre le courant injecté par le filtre pour les différentes méthodes d'identification.

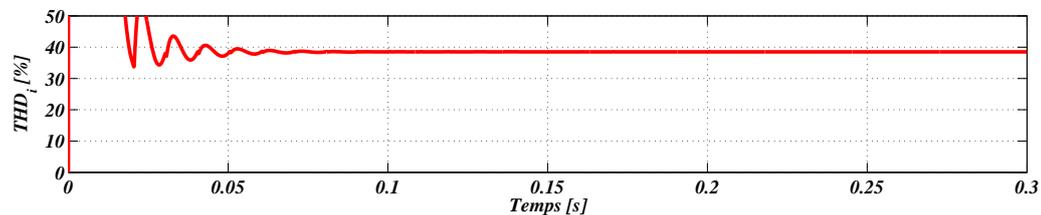
La figure 3.15 montre la variation des poids de l'Adaline pour la première phase par la méthode SRF avec RNA. Les poids sont les amplitudes maximales des courants harmoniques. On voit qu'avec un paramètre d'apprentissage égal à 0.001 la convergence des poids prend 7 ms, puis les poids deviennent constants.



(a) Courant de la phase a



(b) Courant du neutre



(c) Taux de distorsion harmonique

FIGURE 3.12 – Résultats de simulation du côté de la charge.

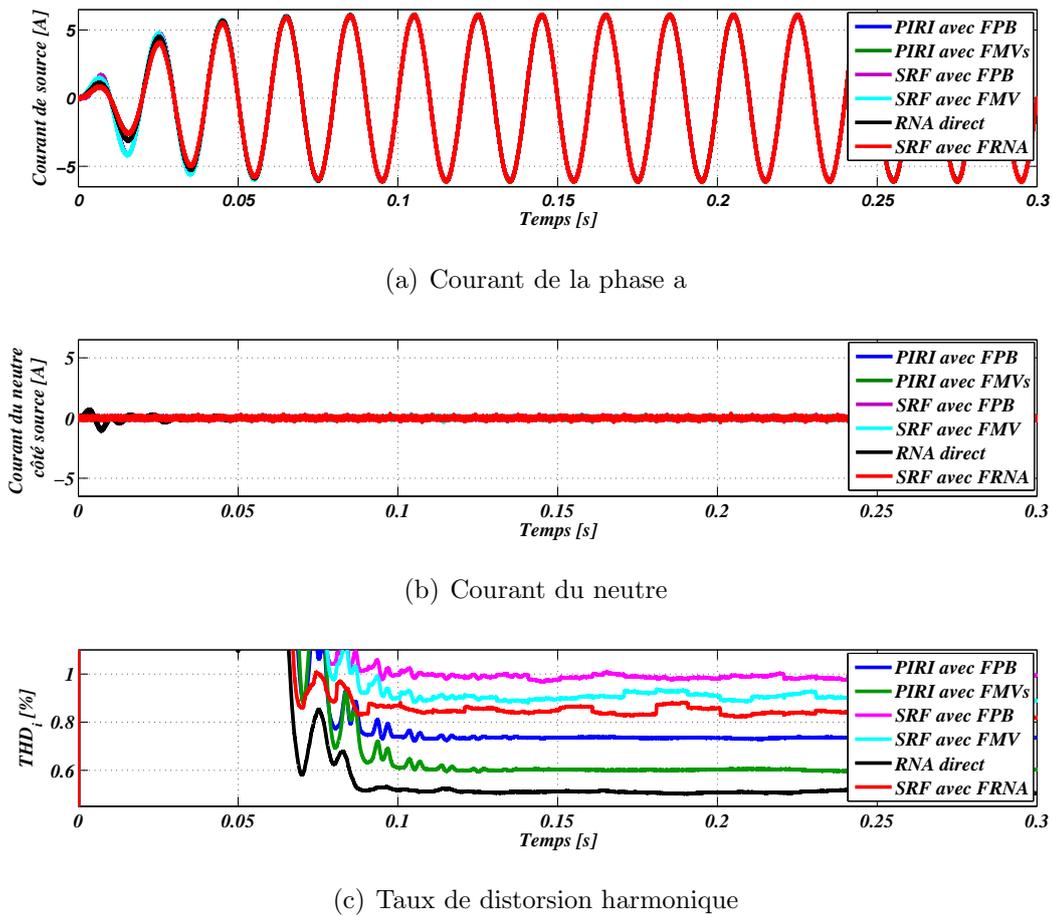


FIGURE 3.13 – Résultats de simulation du côté de la source.

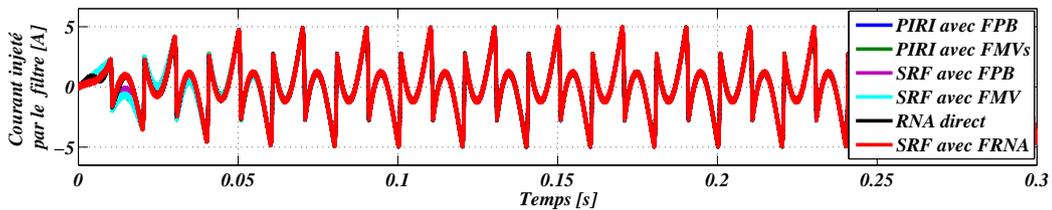


FIGURE 3.14 – Résultats de simulation du côté du FAP : Courant injecté par le filtre.

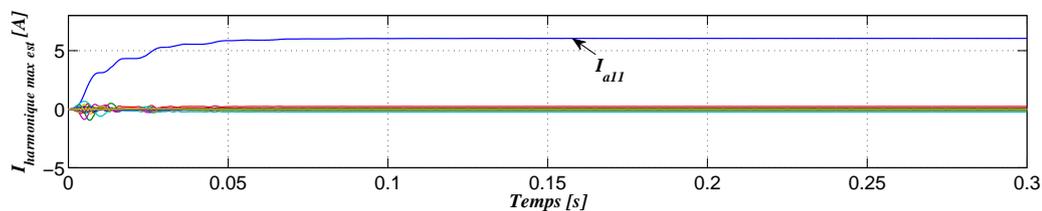


FIGURE 3.15 – Variation des poids de l'Adaline.

A l'instant $t = 150$ ms le FAP est inséré, la courbe de la figure 3.16 montre la variation de la tension de source et le courant de la source en fonction du temps, on peut noter qu'avant l'insertion du FAP il existe un déphasage tension-courant. A partir du moment où on insère le FAP ce déphasage devient nul, ce qui signifie qu'on a un facteur de puissance unitaire

pour toutes les méthodes testées. Par conséquent, ces méthodes ont permis de compenser la puissance réactive de la charge.

La courbe de la figure 3.17.a montre que la puissance instantanée réelle (puissance active) possède une valeur moyenne de 800 W, et des fluctuations dues à la présence des courants harmoniques et qui disparaissent à l'instant 150 ms lorsque le FAP injecte les courants calculés dans le réseau électrique en opposition de phase. On obtient finalement une puissance active constante côté source (soit des courants sinusoïdaux) [NG10].

La courbe de la figure 3.17.b montre que la puissance imaginaire qui représente les puissances réactive et fluctuante devient nulle après l'insertion du FAP grâce à l'élimination de cette puissance par le filtrage actif. De même pour la courbe de la puissance homopolaire présentée par la figure 3.17.c, cette dernière est la puissance active dans le neutre, elle présente des fluctuations négatives de valeur moyenne nulle avant 150 ms ; ensuite les fluctuations disparaissent, la valeur moyenne est toujours nulle car la charge est équilibrée, les fluctuations représentent la somme des courants harmoniques des trois phases dans le repaire de Concordia multiplié par la tension homopolaire, la somme de ces courants représente le courant homopolaire dans le neutre qui est, par son rôle, la somme des harmoniques impaire multiple de trois [MA14].

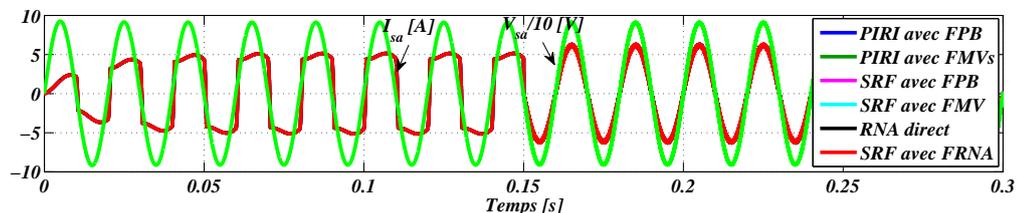
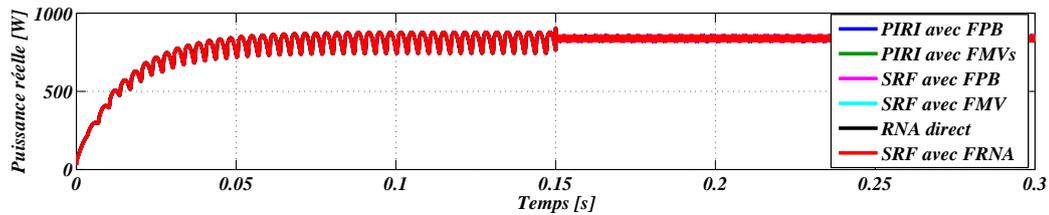


FIGURE 3.16 – Courant et tension de la phase a de la source.

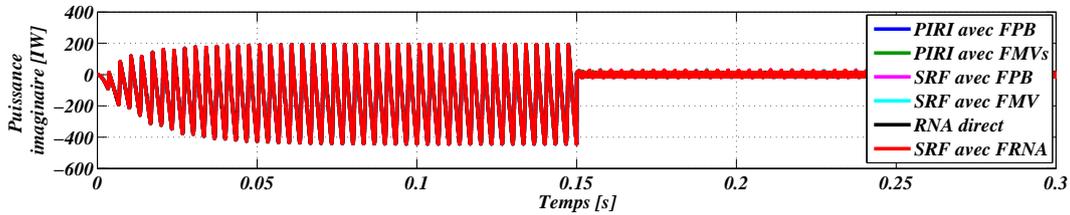
Les THD_i sont calculés pour un cycle à partir de 210 ms le dernier temps de réponse noté. Le THD_{ic} est égal à 38.67 %. L'amplitude de son fondamental est de 6.2 A.

Le tableau 3.5 présente en valeurs numériques pour les différentes méthodes : le THD_{is} , l'amplitude du courant de la source et le temps de réponse. D'après ce tableau on remarque que les THD_{is} de la source sont bien inférieurs à 5 % (1.00 % au maximum), ils sont très proches et les temps de réponses sont courts (210 ms au maximum) pour les différents cas étudiés.

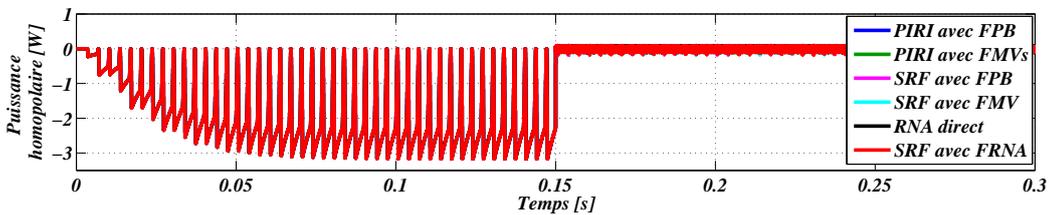
La sélectivité du FMV augmente lorsque la valeur de k diminue (voir annexe), ce qui se traduit par une faible amélioration du THD_{is} , par contre le temps de réponse augmente ce qui peut être noté pour les deux valeurs utilisées de k . La première valeur $k = 120$ est choisie de manière à avoir le même temps de réponse dans les méthodes PIRI avec FPB et PIRI



(a) Courant de la phase a



(b) Courant du neutre



(c) Taux de distorsion harmonique

FIGURE 3.17 – Résultats de simulation du côté de la source.

avec FMV, ce qui permet de comparer les performances en termes de THD_{is} . Il est choisi pour la même raison dans les méthodes SRF avec FPB et SRF avec FMV. La comparaison conduit à conclure que l'utilisation du FMV améliore toujours le THD_{is} .

Il est clair que les meilleures performances obtenues parmi toutes les méthodes sont ceux de la méthode de réseaux de neurone direct. Le tableau 3.6 présente les taux de distorsion harmonique du courant individuels jusqu'au 19^{ème} harmonique pour les algorithmes d'identification utilisés. Ces taux individuels ont dépassé les limites exigées par la norme IEEE 519-2014 pour le courant de charge. Pour le courant de la source, ils sont bien inférieurs aux limites. On note aussi que ces taux sont meilleurs pour la méthode RNA direct par rapport aux autres méthodes. D'après le tableau 3.7 qui représente les amplitudes des harmoniques du courant dans le neutre h_1 , h_3 , h_9 et h_{15} , le courant fondamental h_1 est pratiquement nul car la charge est équilibrée, les autres harmoniques sont les harmoniques impaires multiple de trois des trois phases qui s'additionnent dans le neutre, dans certain cas l'amplitude du courant du neutre dépasse celui d'une phase, même dans le cas des charges équilibrées, ce qui oblige de surdimensionner le conducteur du courant du neutre. A partir du tableau 3.7, on voit que ces courants sont importants du côté charge. Grâce au filtrage actif, ils sont devenus pratiquement nuls du côté de la source.

TABLE 3.5 – THD_{is} , amplitude du fondamental et temps de réponse avec les différentes méthodes.

Méthode d'identification	$THD_{is}[\%]$	$I_{smax}[A]$	$t_r[ms]$
PIRI avec FPB ($f_c = 30Hz$ et $k = 120$)	0.71	6.07	100
PIRI avec FMV ($k = 120$)	0.55	6.07	100
PIRI avec FMV ($k = 30$)	0.51	6.05	210
SRF avec FPB ($f_c = 30Hz$)	1.00	6.08	120
SRF avec FMV ($k = 120$)	0.90	6.09	120
SRF avec FMV ($k = 30$)	0.85	6.06	190
SRF avec FRNA	0.81	6.09	100
RNA Direct	0.52	6.07	80

TABLE 3.6 – Taux de distorsion individuelles obtenu par les différentes méthodes.

$S_i =$ $h_i/h_1[\%]$	Côté charge	Côté source					
		Méthodes de PIRI		Méthodes de SRF			Méthode RNA directe
		FPB + FMV	2 FMV	FPB	FMV	FRNA	
S_3	29.37	0.04	0.07	0.16	0.21	0.12	0.04
S_5	17.05	0.47	0.19	0.23	0.22	0.26	0.05
S_7	11.69	0.50	0.22	0.56	0.42	0.30	0.02
S_9	8.54	0.05	0.04	0.12	0.15	0.08	0.05
S_{11}	6.56	0.11	0.04	0.20	0.17	0.21	0.01
S_{13}	5.04	0.08	0.10	0.25	0.16	0.15	0.06
S_{15}	3.90	0.05	0.02	0.13	0.10	0.05	0.06
S_{17}	2.94	0.05	0.09	0.13	0.16	0.20	0.04
S_{19}	2.32	0.03	0.03	0.12	0.11	0.16	0.00

TABLE 3.7 – Amplitudes des harmoniques du courant du neutre.

$h_i[A]$	Côté charge	Côté source					
		Méthodes de PIRI		Méthodes de SRF			Méthode RNA directe
		FPB + FMV	2 FMV	FPB	FMV	FRNA	
h_1	0.003	0.012	0.004	0.017	0.010	0.000	0.000
h_3	5.51	0.01	0.00	0.03	0.03	0.03	0.01
h_9	1.61	0.00	0.01	0.02	0.03	0.02	0.01
h_{15}	0.76	0.01	0.00	0.02	0.02	0.02	0.00

3.7.2 Cas de charges déséquilibrées

Cette partie est consacrée à l'étude des performances et du comportement du FAP lors du fonctionnement avec des charges déséquilibrées. Pour cela, on utilise trois charges présentées

par la figure 3.18 et configurées comme suit :

1. La première est constituée de trois redresseurs monophasés double alternance alimentant chacun une inductance résistive, avec $\alpha_a = 0$, $\alpha_b = \frac{\pi}{6}$ et $\alpha_c = \frac{\pi}{3}$.
2. Dans la deuxième charge trois redresseurs monophasés double alternance à diodes chacun alimente une inductance résistive.
3. La troisième charge comporte pour les deux premières phases, deux redresseurs monophasés double alternance à diodes chacun alimente une inductance résistive. Pour la troisième phase un gradateur monophasé alimente une résistance, et son angle d'amorçage égal à $\frac{\pi}{6}$.

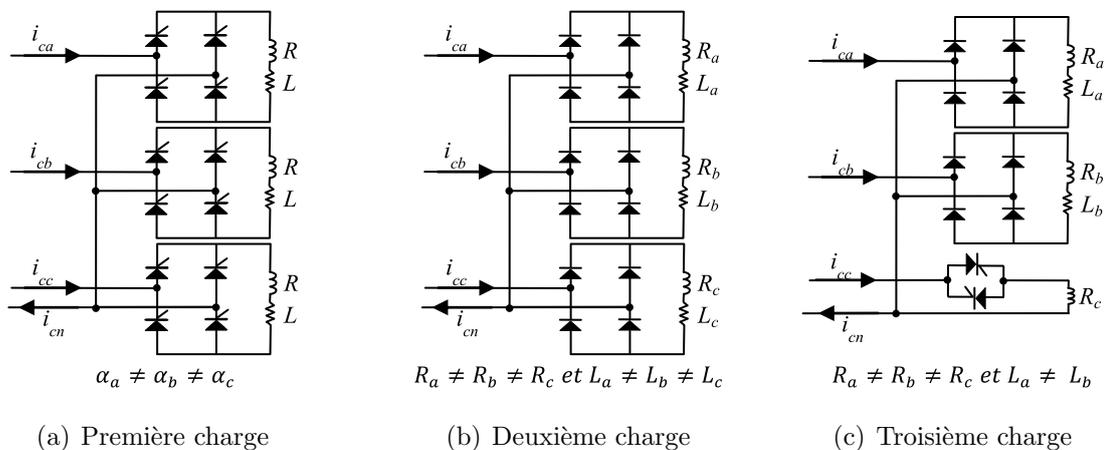


FIGURE 3.18 – Configuration des charges déséquilibrées.

La première charge sera connectée entre 0 s et 200 ms, la deuxième charge entre 200 ms et 400 ms et la troisième charge entre 400 ms et 600 ms. Les résultats des simulations sont détaillés dans ce qui suit.

La figure 3.19.a représente le courant du côté charge, comme dans le cas d'une charge équilibrée, la déformation de ce courant est clairement visible pour les trois cas de charges déséquilibrées utilisées, le déséquilibre ce voit uniquement dans le cas de la deuxième et la troisième charges. La figure 3.19.b montre que le courant du neutre du côté charge est non sinusoïdale et non nul. Excepte dans le cas de la troisième charge, sa valeur maximale dépasse celle de chacune des trois phases, il contient le courant issu du déséquilibre plus les courants harmoniques d'ordre multiple de trois.

La figure 3.20.a, b et c décrit la forme, avec filtrage, du courant de la source pour les trois phases. Le comportement en régimes transitoires est mieux que celui du courant de la charge ou on voit des dépassements, ces derniers sont disparus. Ces régimes sont de courte

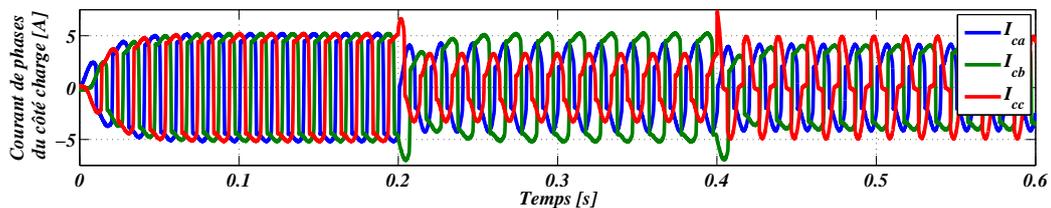
durée. Ils sont influencés par la méthode d'identification choisie, et aussi par les paramètres du réseau électrique qui provoquent aussi un régime transitoire.

De l'autre part en régime permanent la forme du courant de source est sinusoidale, et les perturbations sont négligeables, il est similaire pour tous les algorithmes d'identification adoptés sauf pour le cas du RNA direct (2^{ème} et 3^{ème} charge surtout les phases b et c).

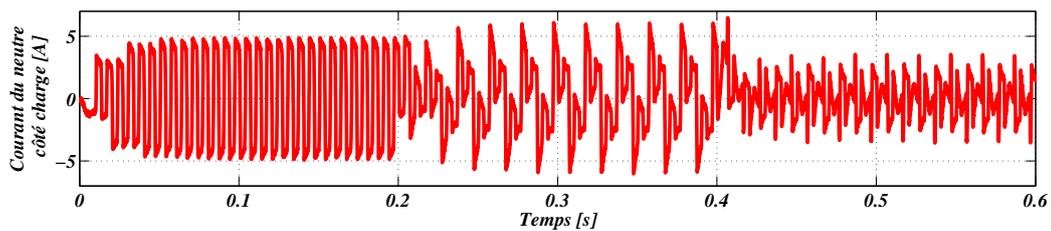
La figure 3.20.d décrit la forme du courant du neutre du côté source, il est pratiquement nul pour tous les algorithmes d'identification adoptés sauf pour le cas du RNA direct ou on note un régime transitoire du courant avant qu'il s'annule pour la première charge car le déséquilibre introduit n'est pas important, pour la deuxième et la troisième charge l'effet de déséquilibre est visible, et le courant dans le neutre n'est pas nul.

Dans les figures 3.21.a, b et c, on montre les allures des courants injectés par le filtre dans les trois phases pour les différentes méthodes.

La figure 3.22.a, b et c montre les variations des poids de l'Adaline pour les trois phases avec la méthode SRF avec FRNA. Sur les courbes de cette figure on voit que les variations de la charge engendrent des variations du poids puis ces derniers prennent des valeurs constantes.

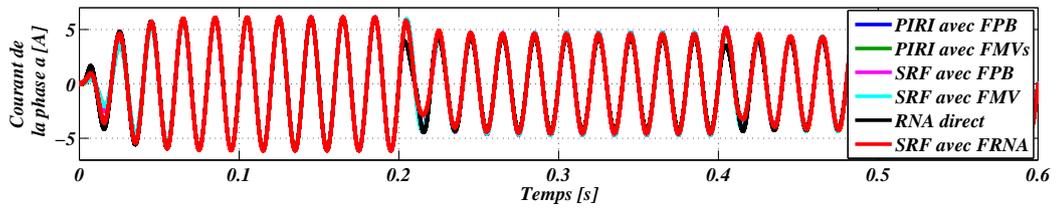


(a) Courant de la charge

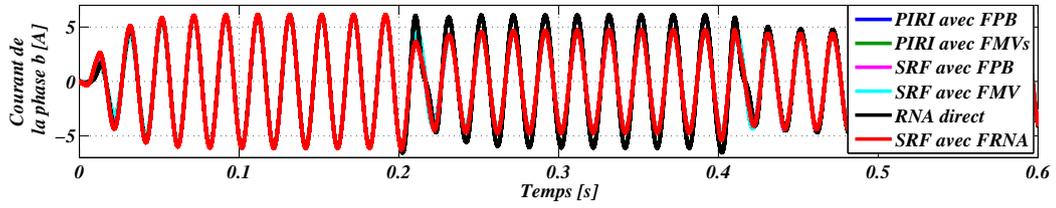


(b) Courant du neutre

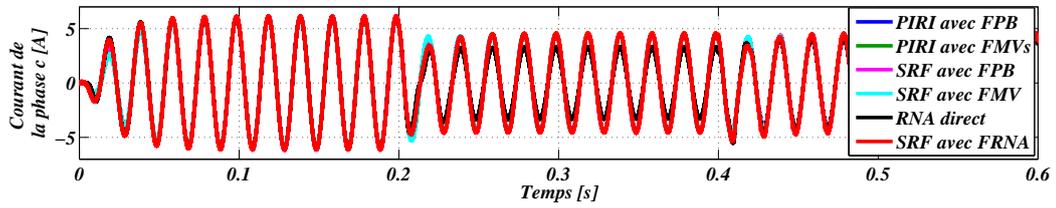
FIGURE 3.19 – Résultats de simulation du côté de la charge .



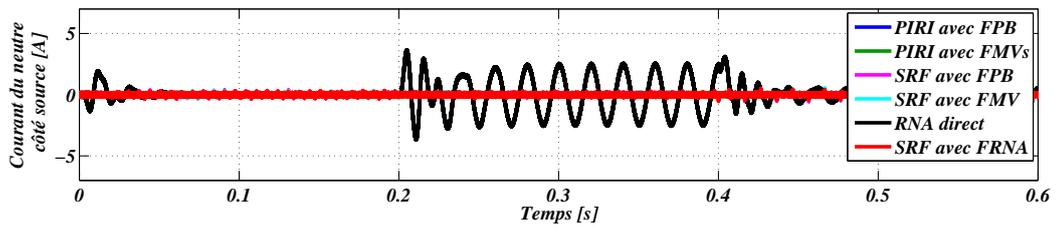
(a) Courant de la phase a



(b) Courant de la phase b

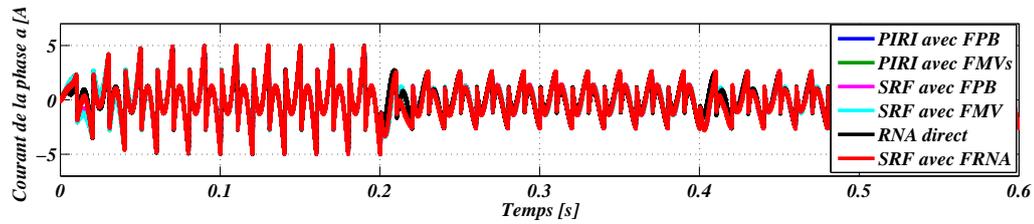


(c) Courant de la phase c

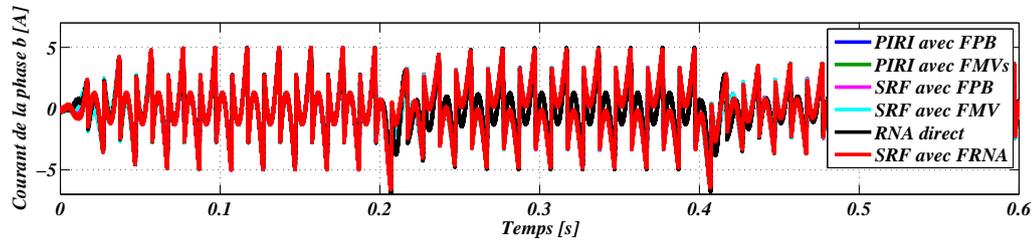


(d) Courant du neutre

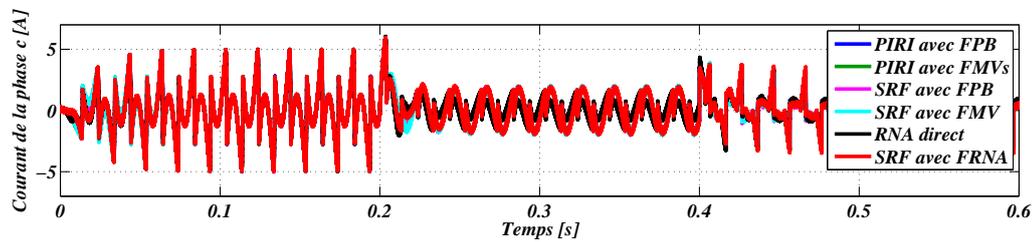
FIGURE 3.20 – Résultats de simulation du côté de la source.



(a) Courant de la phase a

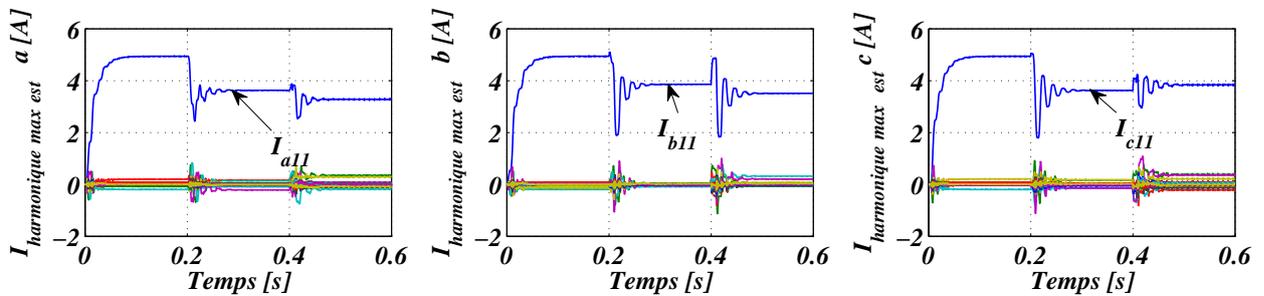


(b) Courant de la phase b



(c) Courant de la phase c

FIGURE 3.21 – Résultats de simulation du côté du FAP.



(a) Phase a

(b) Phase b

(c) Phase c

FIGURE 3.22 – Variation des poids pour le cas des charges déséquilibrées.

Les THD_i sont calculés pour un cycle pour chaque charge à partir de 100 ms, 300 ms et 500 ms successivement. Chaque phase possède son THD_i . Le THD_{ic} , tel qu'il est indiqué aux tableaux 3.8, 3.9 et 3.10 est égal à 38.39 %, 38.35 % et 38.51 % pour la première charge, 24.25 %, 38.48 % et 18.77 % pour la deuxième charge et 25.33 %, 37.67 % et 30.82 % pour la troisième charge. Ces taux de distorsion sont très élevés et dépassent les limites admissibles. C'est clairement visible dans la forme des courants de la charge. Par contre du côté de la source et pour les trois charges déséquilibrées, il est largement inférieur aux limites

pour toutes les méthodes d'identification adoptées. Le tableau 3.11 représente les courants fondamentaux dans le neutre du côté charge. Ce courant pour les deux dernières charges est non négligeable. Pour la source et excepte la méthode RNA direct, il est nul.

TABLE 3.8 – THD des courants de source et de charge pour la première charge.

Phase	$THD_{ica}[\%]$	$THD_{isa}[\%]$						Méthode RNA directe	Norme IEEE 519-2014
		Méthodes de PIRI		Méthodes de SRF					
		FPB + FMV	2 FMV	FPB	FMV	FRNA			
a	38.39	0.64	0.46	0.88	0.76	0.69	0.25	5.00	
b	38.35	0.66	0.46	0.89	0.78	0.75	0.23		
c	38.51	0.66	0.46	0.92	0.77	0.73	0.22		

TABLE 3.9 – THD des courants de source et de charge pour la deuxième charge.

Phase	$THD_{icb}[\%]$	$THD_{isb}[\%]$						Méthode RNA directe	Norme IEEE 519-2014
		Méthodes de PIRI		Méthodes de SRF					
		FPB + FMV	2 FMV	FPB	FMV	FRNA			
a	24.25	1.53	1.04	1.61	1.11	1.14	0.34	5.00	
b	38.48	0.94	0.65	1.36	1.13	1.15	0.24		
c	18.77	1.70	1.09	1.66	1.09	1.11	0.44		

TABLE 3.10 – THD des courants de source et de charge pour la troisième charge.

Phase	$THD_{icc}[\%]$	$THD_{isc}[\%]$						Méthode RNA directe	Norme IEEE 519-2014
		Méthodes de PIRI		Méthodes de SRF					
		FPB + FMV	2 FMV	FPB	FMV	FRNA			
a	25.33	2.77	1.85	2.84	1.91	2.42	0.35	5.00	
b	37.67	2.20	1.47	2.06	1.38	2.21	0.30		
c	30.82	3.70	2.42	3.53	2.38	2.42	0.45		

TABLE 3.11 – Amplitude du courant fondamental de neutre pour les trois charges.

N° de Charge déséquilibré	$i_{cn}[A]$	$i_{sn}[A]$						Méthode RNA directe
		Méthodes de PIRI		Méthodes de SRF				
		FPB + FMV	2 FMV	FPB	FMV	FRNA		
1	0.009	0.003	0.002	0.003	0.002	0.006	0.005	
2	2.691	0.004	0.002	0.009	0.006	0.005	2.460	
3	0.628	0.003	0.003	0.005	0.002	0.005	0.547	

3.8 Conclusion

On peut conclure de ce chapitre que pour chacun des algorithmes de commande simulés avec une charge équilibrée, le régime transitoire est court et ne dépasse pas 210 ms, le taux de distorsion harmonique du courant de la source après ce régime respecte le seuil fixé par le IEEE 519-2014 et le courant dans le neutre du côté source devient nul. Les simulations effectuées pour le cas des trois charges déséquilibrées témoignent aussi des bonnes performances dynamique et statique des différentes méthodes d'identification excepte la méthode neuronale directe. Le tableau 3.12 ci-dessous résume les propriétés qui sont affirmées dans ce chapitre pour les différentes méthodes testées.

TABLE 3.12 – Propriétés des méthodes testées.

Propriété	Méthodes de PIRI		Méthodes de SRF			Méthode
	FPB + FMV	2 FMV	FPB	FMV	FRNA	RNA directe
Réseaux 4 fils équilibrés	+	+	+	+	+	+
Réseaux 4 fils déséquilibrés	+	+	+	+	+	
Réseaux triphasés	+	+	+	+	+	+
Réseaux monophasés						+
Nécessite une PLL	+		+	+	+	+
Repère	$\alpha\beta 0$	$\alpha\beta 0$	dq	dq	dq	abc
Performances générales	Très bonnes					

Pour le même filtre d'extraction utilisé, les méthodes basées sur les puissances instantanées réelle, imaginaire et homopolaire sont meilleurs par rapport à ceux qui sont basées sur la méthode de référentiel synchrone. Les méthodes basées sur les réseaux Adaline et surtout la méthode directe sont les meilleurs pour le filtrage dans le cas équilibré.

En faisant comparaison entre FPB et FMV pour la même méthode d'identification on note clairement que le FMV donne un THD_{is} réduit par rapport au FPB pour le même temps de réponse. En diminuant la valeur de k du FMV le temps de réponse augmente mais le THD_{is} diminue. Pour ce qui est de la comparaison entre la méthode SRF avec FRNA et les méthodes SRF utilisant FPB et FMV pour le même temps de réponse ; on trouve que l'introduction de FRNA rend la méthode de SRF mieux, en terme de THD_{is} aussi bien que temps de réponse. Ce qui fait que le filtre neuronal est meilleur que les FMV et les FPB. Il reste à dire que cette méthode, en terme de performances a pris une place entre les deux méthodes PIRI avec FPB et PIRI avec FMV.

Enfin si on ajoute la propriété d'être capable facilement de sélectionner les ordres des harmoniques à identifier, la méthode directe dans les systèmes équilibrés, pour n'importe

quel nombre de fils, semble être la meilleur en régime permanent pour la réduction des harmoniques, la compensation de l'énergie réactive et cela avec un temps de réponse minimal.

Il est a noter que pendant ce temps minimal l'identification par réseaux Adaline est mauvaise par rapport aux autres méthodes. Cette mauvaise identification est due au comportement initial apporté lors de l'estimation des poids par la méthode LMS. Ce qui encourage à trouver une solution pour améliorer les deux méthodes d'identification neuronale.

Chapitre 4

Régulation de la Tension du Bus

Continu

4.1 Introduction

La régulation de la tension du bus continu est d'une importance cruciale. En effet, sans un contrôle satisfaisant de cette tension, l'objet de filtrage ne peut jamais être réalisé et ce quelque soit l'algorithme d'identification. Le rôle du régulateur est d'éliminer sinon de réduire l'erreur entre le signal de référence et le signal mesuré. Plusieurs techniques de régulation sont envisagées.

Le réglage par la logique floue est considéré parmi les techniques intelligentes et robustes, c'est pourquoi son utilisation ne cesse de gagner du terrain dans de nombreuses applications [HA08]. Ce réglage ne nécessite aucune modélisation du système étudié. Le régulateur flou peut être de type standard ou combiné avec d'autres techniques de réglage.

L'ANFIS est une architecture particulière des réseaux neuro-flou qui permet de tirer les avantages de capacité d'apprentissage des réseaux de neurones, et de la lisibilité et la souplesse de la logique floue.

La méthode de commande par backstepping est aussi relativement récente dans la théorie de commande des systèmes. Il s'agit d'une technique de commande pour les systèmes non-linéaires permettant d'une manière séquentielle et systématique de construire des fonctions de Lyapunov stabilisantes.

Dans ce chapitre on s'intéresse à la commande du FAP à quatre fils avec les régulateurs suivants :

- Régulateur flou standard,

- Régulateur flou combiné avec un autre régulateur qui sert à faire varier le gain à la sortie du premier régulateur pour s'adapter au régime de fonctionnement,
- Régulateur par Backstepping,
- Régulateur par ANFIS.

Les principes de régulation par ces quatre techniques seront abordés. Enfin, les résultats des simulations seront présentés et comparés avec ceux du régulateur PI classique le plus communément utilisé.

4.2 Régulateur flou standard

4.2.1 Bases de la logique floue

Les bases théoriques de la logique floue (fuzzy logic) ont été établies au début des années 1965 par le professeur Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [ZE65]. Cette technique associe les notions de « sous-ensemble flou » et de « théorie des possibilités ». Il s'agit d'une approche calquée sur le raisonnement humain plutôt que sur des calculs rigides ; pour des problèmes mal définis, l'être humain est irremplaçable. En effet, le mode de raisonnement en logique floue est plus intuitif que la logique classique. Il permet aux concepteurs de mieux appréhender les phénomènes naturels, imprécis et difficilement modélisables en s'appuyant sur la définition de règles et de fonctions d'appartenance à des ensembles dits « ensembles flous ». Un domaine d'application de la logique floue qui devient fréquent est celui du réglage et de la commande des régulations industrielles. Cette méthode permet d'obtenir une loi de commande souvent efficace, sans devoir faire appel à des développements théoriques importants. Elle présente l'intérêt de prendre en compte les expériences acquises par les utilisateurs et opérateurs du processus à commander.

4.2.1.1 Ensembles flous

Un ensemble flou est un ensemble sans frontières brusques clairement définies. Un ensemble classique peut être défini par :

$$A = \{x \in U | P(x)\} \quad (4.1)$$

Où l'élément de A a la propriété P, et U désigne l'univers de discours. La fonction caractéristique $\mu_A(x) : U \rightarrow \{0, 1\}$ prend la valeur 0 si x n'est pas un élément de A et 1 si x est

un élément de A . Par exemple si sur un univers de discours $[-10, 10]$ on considère comme propriété $x > 5$, alors il est logique que $\mu_A(0) = 0$, $\mu_A(10) = 1$, et $\mu_A(4.9) = 0$, $\mu_A(5.1) = 1$. Mais d'après notre raisonnement, la valeur 4.9 est-elle petite par rapport à 5? ou encore 5.1 est-elle grande par rapport à 5?

Dans la théorie des ensembles flous, le concept de la fonction caractéristique est généralisé, et connu sous le nom de la fonction d'appartenance $\mu_A(x) : U \rightarrow [0, 1]$. Cette fonction d'appartenance attribue à chaque élément x dans U une valeur d'appartenance ou un degré d'appartenance entre 0 et 1. Ainsi, dans l'exemple ci-dessus, pour la valeur 10, la propriété $x > 5$ est 100 % vraie, i.e $\mu_A(10) = 1$, mais pour 5.1, cette propriété pour ne pas être vraie qu'à 5 % par exemple, i.e $\mu_A(5.1) = 0.05$. Un ensemble flou est défini par :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in U\} \quad (4.2)$$

4.2.1.2 Fonctions d'appartenances

Il y a plusieurs formes de fonctions d'appartenances utilisées dans la théorie des ensembles flous. Les plus connues sont données sur la figure 4.1. Il n'est généralement pas facile d'opter pour une forme plutôt que pour une autre, cependant dans les applications de contrôle, les formes triangulaires et gaussienne sont les plus populaires [HA08] [DR93].

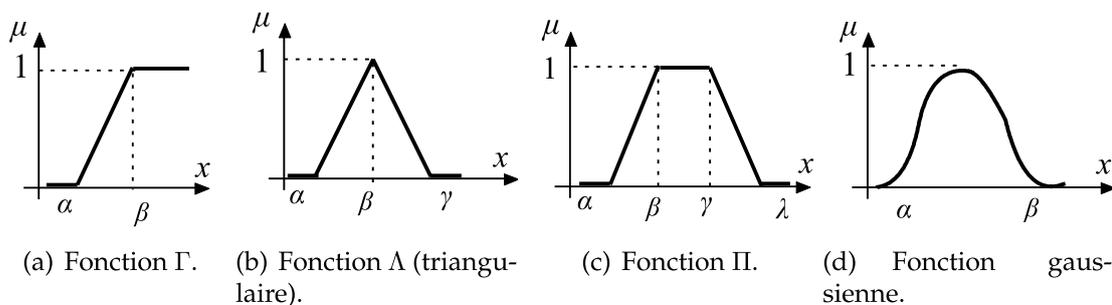


FIGURE 4.1 – Quelques différentes formes de fonctions d'appartenance.

4.2.1.3 Variables linguistiques

Le concept de variable linguistique est utilisé pour décrire les variables physiques réelles. Il est à la base des contrôleurs flous. Une variable conventionnelle est définie par une valeur numérique précise, quant une variable linguistique est plus vaste et imprécise. Une variable linguistique est souvent un mot, une phrase, qui qualifie d'une perception humaine l'état d'une variable physique, par exemple, entre -10 et 10, on peut qualifier les éléments entre -10 et 0 de NÉGATIFS, ceux entre -5 et 5 de NULS et entre 0 et 10 de POSITIFS. On peut

remarquer d'un côté l'imprécision de ces variables, et de l'autre côté l'interférence entre les variables, c'est-à-dire un élément peut être négatif et nul à la fois.

4.2.1.4 Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences floues par des opérateurs de la logique floue intervenant sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. Voici quatre principaux opérateurs :

Négation (NON) : $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$

Conjonction (ET) : $\mu_C(z) = \mu_{A \text{ ET } B}(z) = \min [\mu_A(x), \mu_B(y)]$

Disjonction (OU) : $\mu_C(z) = \mu_{A \text{ OU } B}(z) = \max [\mu_A(x), \mu_B(y)]$

Implication : *SI x est A ALORS y est B*

L'implication est une importante connexion dans les algorithmes de contrôle par logique floue, car la stratégie d'asservissement est souvent dictée par un ensemble de règles SI... ALORS... Il y a plusieurs méthodes d'implication [Dr93], mais les plus connues sont :

Imp de Zadeh : $\mu_C(x, y) = \max \{ \min [\mu_A(x), \mu_B(y)], 1 - \mu_A(x) \}$

Imp de Mamdani : $\mu_C(x, y) = \min [\mu_A(x), \mu_B(y)]$

4.2.2 Régulation par logique floue

Un régulateur flou standard est composé des parties suivantes :

- fuzzification de l'erreur et de sa variation,
- Règles de base du contrôleur et moteur d'inférence,
- défuzzification.
- Gains d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à la commande,

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani. La figure 4.2 représente le schéma bloc du régulateur flou (fuzzy logic controller FLC) pour la tension continue V_{dc} .

4.2.2.1 Fuzzification

La fuzzification consiste à attribuer un degré d'appartenance à chaque valeur d'entrée et le passage des grandeurs physiques, (erreur, variation de l'erreur) aux variables linguistiques, ces dernières sont définies par leurs valeurs linguistiques. On peut introduire pour

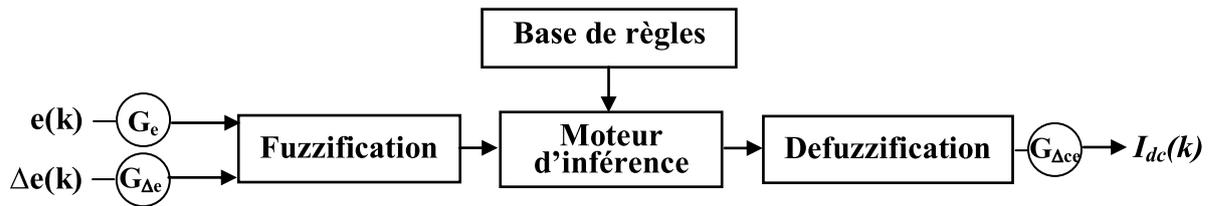


FIGURE 4.2 – Schéma bloc du régulateur flou.

une variable linguistique trois, cinq ou sept valeurs linguistique suivant la résolution qu'on souhaite. La désignation standard des ensembles flous est notée comme suit :

NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen, NP : Négatif Petit, EZ : Environ Zéro,
 PP : Positif Petit, PM : Positif Moyen, PG : Positif Grand.

En générale, il ne faut pas dépasser sept valeurs linguistiques, car ceci compliquerait la formulation des règles d'inférence sans apporter une amélioration significative

4.2.2.2 Inférence floue

Les inférences lient les grandeurs mesurées et les variables de sortie par des règles linguistiques. Ces règles sont combinées en utilisant les connections ET et OU. Supposons que le régulateur flou ait deux entrées convenablement transformées en variables linguistiques x et y et une sortie z , et que l'on a défini n règles linguistiques comme suit :

Si $x = A_1$ ET $y = B_1$, Alors $z = C_{11}$ OU

Si $x = A_2$ ET $y = B_2$, Alors $z = C_{12}$ OU

Si $x = A_i$ ET $y = B_j$, Alors $z = C_{ij}$ OU

.....

Si $x = A_n$ ET $y = B_n$, Alors $z = C_{nn}$

Une simplification de cette représentation peut être obtenue en utilisant la matrice d'inférence montrée au tableau 4.1 où l'intersection entre une colonne et une ligne indique la valeur linguistique correspondante à la variable de sortie. où A_i , B_j et $C_{ij}(i = 1, n$ et $j = 1, n)$ sont les sous-ensembles flous définis dans les ensembles de référence pour x , y et z respectivement. En toute généralité, n'importe quelle combinaison des opérateurs ET, OU et NON peut apparaître dans la condition d'une règle, suivant les conditions imposées par le système à régler.

TABLE 4.1 – Matrice d'inférence.

z		x						
		A_1	A_2	.	.	A_i	.	A_n
y	B_1	C_{11}	C_{21}	.	.	C_{i1}	.	C_{n1}
	B_2	C_{12}	C_{22}	.	.	C_{i2}	.	C_{n2}

	B_j	C_{1j}	C_{2j}	.	.	C_{ij}	.	C_{nj}

	B_n	C_{1n}	C_{2n}	.	.	C_{in}	.	C_{nn}

• Types d'inférences floues

Il y a plusieurs sortes d'inférences floues, elles se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs flous utilisés dans les règles d'inférence. On présente ci-après trois méthodes d'inférence très usuelles.

a- Méthode Max-prod

Cette méthode utilise les représentations standards pour les sous-ensembles d'entrée et de sortie. Le poids d'activation d'une règle est utilisé pour multiplier la fonction d'appartenance du sous-ensemble de sortie imposée par cette règle. L'action globale (ou la valeur de commande) est l'union des actions produites par chaque sous-ensemble individuellement.

b- Méthode Min-max

Cette méthode est la plus mentionnée dans la littérature sur les régulateurs flous. Elle utilise les mêmes descriptions pour les sous-ensembles de sortie que pour les sous-ensembles d'entrée à la condition de chaque règle R_i est attribué un poids d'activation w_i , qui dépend de la condition elle-même et des valeurs d'entrée. Pour l'opération ET, on utilise l'opérateur min. Le poids d'activation est utilisé comme la constante d'écèlement pour le sous-ensemble de sortie imposé par la partie conséquente de la règle R_i . La réunion des sous-ensembles écelémentés forme le sous-ensemble de sortie. Ces deux méthodes sont graphiquement expliquées à la figure 4.3.

c- Méthode Somme-prod

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

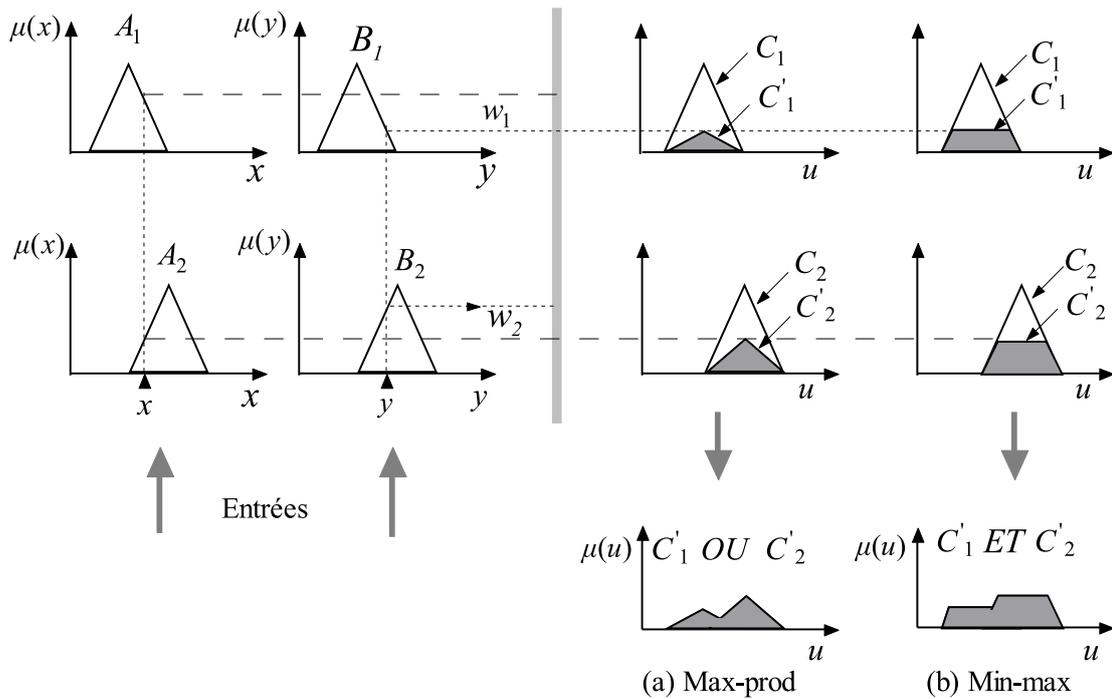


FIGURE 4.3 – Inférences floues.

4.2.2.3 Defuzzification

Le résultat d’une inférence floue est une fonction d’appartenance, cependant, un organe de commande nécessite un signal de commande précis. La transformation d’une information floue en une information déterminée est la defuzzification. Il y a plusieurs méthodes de defuzzification proposées dans la littérature, on présente ici deux méthodes principales.

4.2.2.4 Méthode du centre de gravité

C’est la méthode de defuzzification la plus utilisée est celle de la détermination de l’abscisse du centre de gravité z^* de la fonction d’appartenance résultante de l’inférence $\mu_C(z)$. Cette abscisse correspond à la valeur de sortie du régulateur. La figure 4.4.a montre le principe de cette méthode de defuzzification.

$$u^* = \frac{\int_{u_0}^{u_1} u\mu(u) du}{\int_{u_0}^{u_1} \mu(u) du} \tag{4.3}$$

4.2.2.5 Méthode de moyenne de maximum

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale (figure 4.4.b).

$$u^* = \frac{\int_s u du}{\int_s du}, \text{ ou } s = \{u_i \in U : \mu(u_i) = \text{sup}(\mu(u))\} \tag{4.4}$$

D'autres techniques de defuzzification sont détaillées dans [GO99].

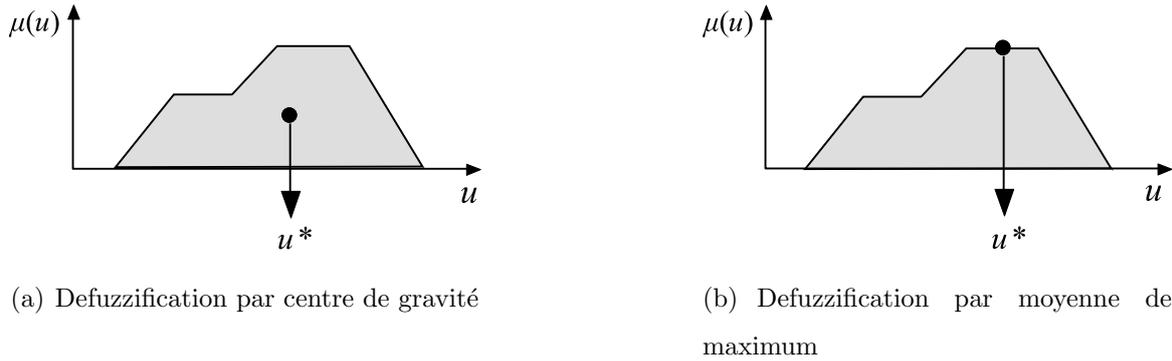


FIGURE 4.4 – Principe de defuzzification par centre de gravité et moyenne de maximum.

Ainsi pour construire le régulateur flou, l'erreur et sa variation sont définies comme suit :

$$e(k) = G_e(V_{dc}^* - V_{dc}) \tag{4.5}$$

$$\Delta e(k) = G_{\Delta e}(e(k) - e(k - 1)) \tag{4.6}$$

G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta ce}$: représentent les gains d'adaptation. Ces gains sont à déterminés par ajustement afin d'avoir la réponse désirée. Généralement on les choisit faibles pour assurer la stabilité du système. ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs e et Δe sont normalisées dans un univers de discours $[-1, +1]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques. On a introduit sept fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrée. Il est nécessaire de fuzzifier la variable de sortie car on a besoin des sous-ensembles flous au niveau des inférences et de la défuzzification (Figure 4.5).

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences adoptées, la condition pour chaque règle est :

SI ($e(k)$ est NG) et ($\Delta e(k)$ est NG) ALORS I_{dc} est NG OU

.....

SI ($e(k)$ est ZE) et ($\Delta e(k)$ est ZE) ALORS I_{dc} est ZE OU

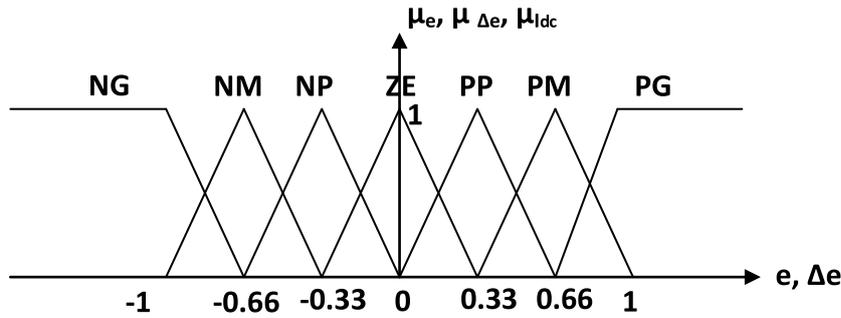


FIGURE 4.5 – Fonctions d'appartenances des variables.

.....

SI ($e(k)$ est PG) et ($\Delta e(k)$ est PG) ALORS I_{dc} est PG.

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (Tableau 4.2).

TABLE 4.2 – Base de règles.

$e \backslash \Delta e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

La loi de commande est fonction de l'erreur et de sa variation tel que $I_{dc} = f(e, \Delta e)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande I_{dc} nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande.

Les opérateurs logiques sont réalisées par des fonctions min et max et la méthode de défuzzification adoptée sera la méthode de centre de gravité.

4.3 Régulateur flou à gain adaptatif

Le schéma bloc du contrôleur à logique floue de la tension V_{dc} dans la tension continue est présenté par la figure 4.6. D'après ce schéma, le contrôleur est composé de deux blocs, un pour la régulation floue standard et un bloc de décision floue sur le gain associé à la variation de commande [AK10] [DI97].

G_e et $G_{\Delta e}$ représentent des gains constants, ils jouent un rôle extrêmement important.

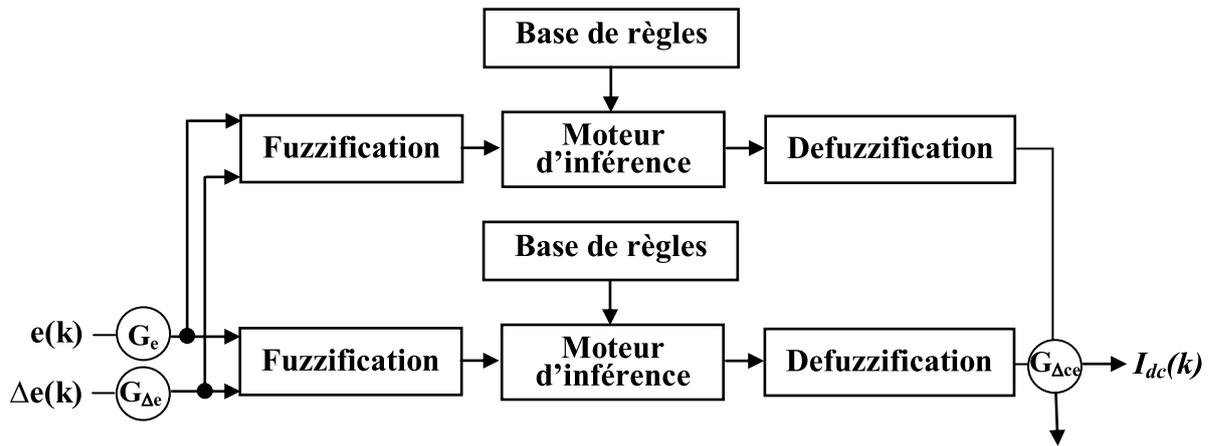


FIGURE 4.6 – Structure du régulateur flou à gain adaptatif.

En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs d'entrées sont normalisées. Ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques. On a introduit sept fonctions d'appartenance de forme triangulaires pour chaque variable d'entrée de forme triangulaire (Figure 4.5). les règles et la méthode de défuzzification sont les mêmes que ceux du régulateur flou standard présenté précédemment.

Dans la plus part des études effectuées sur le contrôle flou, le gain associé à la sortie de la commande doit être constant et le plus faible possible dans le but d'éviter le problème d'instabilité, ce qui augmente considérablement le temps de réponse du système. Pour résoudre ce problème, on considère le gain de sortie comme étant une variable floue, donc il faut l'adapter à chaque situation du système en fonction de l'erreur et sa variation [BE15-b][RE09][BE15-a].

L'intérêt d'avoir un gain variable réside dans l'adaptation de l'algorithme flou à chaque situation du système. Pour ce faire, on a considéré le gain comme étant une variable floue dont il faut définir les différents ensembles flous. Ceci amène à établir une table de décision floue pour le gain basée sur l'erreur et sa variation. Sachant que le développement des règles de décision, se fait sur la base de l'expérience. On constate d'après les résultats obtenus que la table de décision sur la commande donne de bons résultats du point de vue raisonnement flou. Pour son amélioration, on fait correspondre, pour chaque ensemble flou de la commande, l'ensemble flou du gain, de même genre mais, toujours strictement positif (Tableau 4.3).

TABLE 4.3 – Table de relation entre la variation de la commande et son gain.

I_{dc}	$G_{\Delta ce}$
PTP-NTP	PTP
PP-NP	PP
PM-NM	PM
PG-NG	PG
PTG-NTG	PTG

La fonction d'appartenance du gain de la commande est présentée à la figure 4.7 ci-dessous.

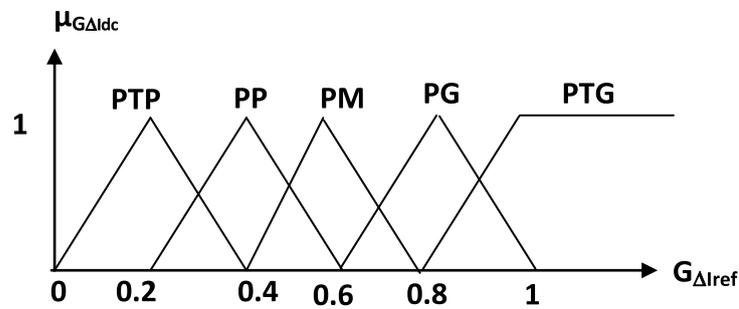


FIGURE 4.7 – Fonction d'appartenance du gain de la commande.

La matrice de décision sur le gain de la commande est représentée par le tableau 4.4 :

TABLE 4.4 – Base de règles.

$e \backslash \Delta e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	PTG	PTG	PG	PM	PP	PTP	PPT
NM	PTG	PG	PM	PP	PTP	PTP	PTP
NP	PG	PM	PP	PTP	PTP	PTP	PP
EZ	PM	PP	PTP	PTP	PTP	PP	PM
PP	PP	PTP	PTP	PTP	PP	PM	PG
PM	PTP	PTP	PTP	PP	PM	PG	PTG
GP	PTG	PTG	PP	PM	PG	PTG	PTG

4.4 Régulateur par ANFIS

L'utilisation conjointe des méthodes neuronales et floues dans des modèles hybrides permet de tirer des avantages, principalement, des capacités d'apprentissage des réseaux de neurones, et de la lisibilité et la souplesse de la logique floue. Le principal type d'association entre réseaux de neurones et systèmes flous est le cas où un système d'inférence flou est mis sous la forme d'un réseau multicouche [BU94], dans lequel les poids correspondent aux paramètres du système, l'architecture du réseau dépendant du type de règles et des méthodes d'inférence, d'agrégation et de défuzzification choisies. Le plus utilisé dans ce domaine est le modèle ANFIS.

Le modèle ANFIS, connu sous le nom de réseau adaptatif à base de système d'inférence floue, développé par [JAN93] est un approximateur universel [JAN97]. ANFIS est une technique qui incorpore les concepts de la logique floue dans les réseaux de neurones. Il a été largement utilisé dans beaucoup d'applications [KI06][TU06].

Ce modèle simule la relation entre l'entrée et la sortie d'un processus à travers un apprentissage hybride pour déterminer la distribution optimale des fonctions d'appartenances (Figure 4.8).

Il est basé sur les règles floues « Si...Alors » de Takagi et Sugeno [TA85]. L'architecture équivalente du modèle comporte cinq couches, chacune comportant plusieurs noeuds (Figure 4.8). Les noeuds carrés (adaptatifs) contiennent des paramètres, alors que les noeuds circulaires (fixes) n'ont pas de paramètres dans le système.

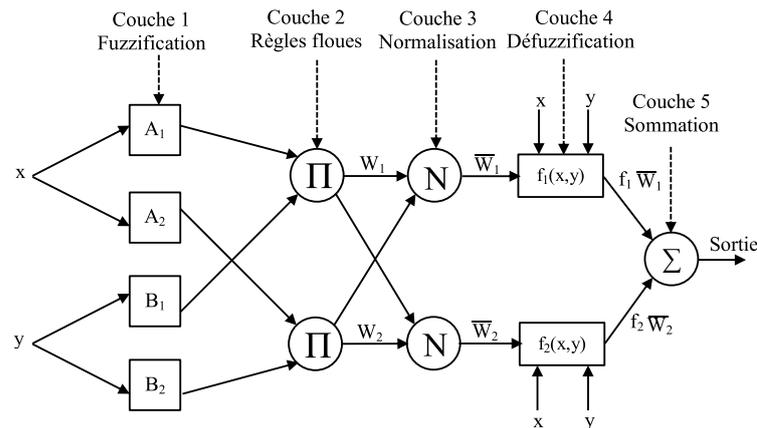


FIGURE 4.8 – Architecture du modèle ANFIS.

Pour deux variables d'entrée x (l'erreur e) et y (la variation d'erreur Δe) données avec une seule variable de sortie (le courant I_{dc}), chaque variable d'entrée est décrite par deux termes linguistiques : A_1 et A_2 pour la variable x , B_1 et B_2 pour la variable y , respectivement, d'où une base de règle « SI...ALORS » décrite par deux règles floues :

$$\text{R\`egle1 : SI } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1 \text{ ALORS } f_1 = p_1x + q_1y + r_1 \quad (4.7)$$

$$\text{R\`egle2 : SI } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2 \text{ ALORS } f_2 = p_2x + q_2y + r_2 \quad (4.8)$$

où p_i, q_i, r_i correspondent aux paramètres de la partie conclusion à ajuster durant l'apprentissage.

- **Couche 1** : Chaque nœud de cette couche est un nœud carré adaptatif avec une fonction :

$$O_{1,i} = \mu_{A_i}(x) \text{ pour } i = 1, 2 \quad (4.9)$$

$$O_{1,i} = \mu_{B_{i-2}}(y) \text{ pour } i = 3, 4 \quad (4.10)$$

μ est la fonction d'appartenance qui peut prendre des formes divers : triangulaire (équation 4.11), trapézoïdale (équation 4.12)...

$$\text{Triangle : } \mu(x, a, b, c) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (4.11)$$

$$\text{Trapézoïdale : } \mu(x, a, b, c, d) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (4.12)$$

Les paramètres définissant ces fonctions d'appartenance a, b, c et d sont variables dans cette couche, et qui sont actualisés par l'apprentissage avec la méthode du Gradient Descente.

Les nœuds de cette couche représentent le degré d'appartenance de x (ou y) à A_i (ou B_i) ; c'est la phase de fuzzification.

- **Couche 2** : Chaque nœud de cette couche est un nœud circulaire fixe, appelé (Π), qui reçoit les sorties des nœuds de fuzzification et calcule leur activation. Le nombre de nœuds dans cette couche est égal au nombre de règles « SI...ALORS » dans le système d'inférence flou.

$$O_{2,k} = W_k = \mu_{A_i}(x)\mu_{B_j}(y) \quad (4.13)$$

k est le nombre de règles, i est le nombre de partition de x et j est le nombre de partition de y .

- **Couche 3** : Chaque nœud de cette couche est un nœud circulaire fixe, appelé (N). C'est la couche de normalisation dans laquelle chaque nœud calcule le degré d'appartenance normalisé à une règle floue donnée. Le résultat obtenu représente la participation de chaque

règle floue au résultat final. Cette couche renvoie des sorties normalisées de défuzzification.

$$O_{3,k} = \bar{W}_k = \frac{W_k}{\sum_{i=1}^n W_i} \quad (4.14)$$

- **Couche 4** : Chaque nœud i de cette couche est un nœud carré adaptatif qui correspond à l'entrée initiale pondérée par le degré d'appartenance normalisé de la règle floue.

$$O_{4,k} = f_k = \bar{W}_k(p_k x + q_k y + r_k) \quad (4.15)$$

\bar{W}_k est la sortie normalisée de la couche 3, et $\{p_k, q_k, r_k\}$ est l'ensemble des paramètres de sortie de la règle i . C'est la phase de défuzzification.

- **Couche 5** : Cette couche est composée d'un seul nœud fixe circulaire appelé (Σ) qui reçoit la somme des sorties de tous les nœuds de défuzzification, et fournit la sortie du modèle ANFIS [HE12].

$$O_5 = \sum \bar{W}_k f_k = \frac{\sum W_k f_k}{\sum W_k} \quad (4.16)$$

4.4.1 Apprentissage de l'ANFIS

Le système ANFIS applique le mécanisme d'apprentissage des réseaux neurone sur des techniques d'inférence floues. D'un autre terme l'ANFIS est un système d'inférence floue (SIF) dont les paramètres des fonctions d'appartenances sont ajustés en utilisant l'algorithme d'apprentissage rétropropagation, ou en combinaison avec un autre type d'algorithmes comme le moindre carré.

L'ajustement des paramètres de l'ANFIS est réalisé lors de la phase d'apprentissage. Pour cela, un ensemble de données associant séquences d'entrées et de sorties est nécessaire. Pour la réalisation de cette phase, l'algorithme d'apprentissage hybride est utilisé. L'algorithme d'apprentissage hybride est une association de la méthode de descente de gradient de l'erreur et de la méthode d'estimation des moindres carrés. La méthode de descente de gradient de l'erreur permet d'ajuster les prémisses alors que la méthode LSM (Least Square Method) ajuste les paramètres linéaires (conséquents ou conclusions). L'apprentissage se fait de façon itérative jusqu'à ce que le nombre de cycles d'apprentissage soit atteint ou jusqu'à ce que l'erreur moyenne entre la valeur de sortie désirée et générée par l'ANFIS atteigne une valeur prédéterminée. Cette phase dépend donc de la qualité de l'ensemble des données au sens où cet ensemble doit représenter au mieux les différents comportements attendus [CO09]. Le modèle ANFIS permet de s'affranchir de l'effet « boîte noire » reproché aux

réseaux de neurones classiques, d'associer la connaissance dysfonctionnelle disponible sous la forme de règles floues et de conserver une capacité d'apprentissage issue des réseaux de neurones. Une des plus importantes étapes pour la génération de la structure des réseaux neuro flous ANFIS est l'établissement des règles d'inférence floues. En utilisant un mécanisme d'inférence, les règles sont définies comme combinaisons des fonctions d'appartenance des différentes variables d'entrée. Les variables d'entrée sont divisées en un nombre limité de valeurs linguistiques (étiquette), chacune caractérisée par une fonction d'appartenance (et leurs combinaisons mènent à beaucoup de règles d'inférences floues).

4.4.2 Avantages de l'ANFIS

- Exploitation de la connaissance disponible, grâce à la base de règles.
- Réduction de la taille de la base de règles : Il suffit d'avoir des règles générales, les détails seront fournis par le RN.
- Réduction de la complexité de l'apprentissage : le RN doit simplement apprendre les cas particuliers ou les exceptions, pas le problème complet.
- Efficacité immédiate dès le début de l'apprentissage et possibilité d'éviter des comportements initiaux erratiques.

4.5 Régulateur Backstepping

4.5.1 Principe de la commande par Backstepping

La commande par Backstepping exploite la notion de stabilité au sens de Lyapunov. Cette notion est une traduction mathématique d'une constatation élémentaire : si l'énergie totale d'un système se dissipe continûment (c'est-à-dire décroît avec le temps) alors ce système (qu'il soit linéaire ou non, stationnaire ou non) tend à se ramener à un état d'équilibre (il est stable). La méthode directe cherche à générer une fonction scalaire de type énergétique qui admet une dérivée temporelle négative.

Théorème 1 (Stabilité locale) : L'état d'équilibre $x_e = 0$ est stable s'il existe une fonction continûment dérivable $U(x)$ telle que :

$$U(0) = 0, \tag{4.17}$$

$$U(x) > 0 \quad \forall x \neq 0, x \in \Omega, \tag{4.18}$$

$$\dot{U}(x) \leq 0 \quad \forall x \neq 0, x \in \Omega. \quad (4.19)$$

Si de plus 4.19 est remplacée par $\dot{U}(x) < 0$ alors l'état d'équilibre est asymptotiquement stable. La fonction $U(x)$ est appelée fonction de Lyapunov.

Ce théorème est une condition suffisante de stabilité mais ne permet pas de guider l'utilisateur dans le choix de la fonction de Lyapunov et ne permet pas de conclure si on ne trouve pas une telle fonction. Une fonction de Lyapunov candidate est une fonction définie positive dont on teste la décroissance autour du point d'équilibre. L'étude des méthodes qui permettent de construire une fonction de Lyapunov candidate pour un système donné a motivé une littérature très abondante ces dernières décennies dont la revue dépasse le cadre de ce travail.

Théorème 2 (Stabilité globale) : L'état d'équilibre x_e est globalement asymptotiquement stable s'il existe une fonction continûment dérivable $U(x)$ telle que [LE10]

$$U(0) = 0, \quad (4.20)$$

$$U(x) > 0 \quad \forall x \neq 0, \quad (4.21)$$

$$\dot{U}(x) < 0 \quad \forall x \neq 0, \quad (4.22)$$

$$\dot{U} \longrightarrow \infty \text{ quand } \|x\| \longrightarrow \infty. \quad (4.23)$$

Définition : On dit qu'un point fixe x^* est stable si pour tout $\varepsilon > 0$, il existe $\delta > 0$ tel que : si $\|(x - x^*)\| \leq \delta$, alors, pour tout $t \geq 0$, $\|\varphi(t, x) - x^*\| \leq \varepsilon$.

En particulier, si x^* est un point fixe stable et x est suffisamment proche de x^* , la fonction $\varphi(t, x)$ est bien définie pour tout temps $t \geq 0$ (puisqu'elle reste confinée dans un compact). On qualifie parfois cette notion de stabilité par stabilité au sens de Lyapunov [AZ02].

4.5.2 Régulation de la tension du bus continu

Soit V_{dc} la tension aux bornes du condensateur C_{dc} , et V_{dc}^* la tension de référence aux bornes de C_{dc} .

L'objectif est que V_{dc} suit le plus possible sa référence c.à.d :

$$\Delta V_{dc} = V_{dc}^* - V_{dc} = e(V_{dc}) \quad (4.24)$$

$e(V_{dc})$: L'erreur de tension. Pour cela on fait appel à l'énergie emmagasinée dans le

condensateur :

$$E_{dc}(V_{dc}) = \frac{1}{2}C_{dc}V_{dc}^2 \quad (4.25)$$

Sa dérivé est :

$$P_{dc}(V_{dc}) = \dot{E}_{dc}(V_{dc}) = C_{dc}V_{dc}\dot{V}_{dc} \implies \dot{V}_{dc} = \frac{P_{dc}(V_{dc})}{C_{dc}V_{dc}} \quad (4.26)$$

On définit l'erreur de l'énergie absorbée comme :

$$\Delta E_{dc}(V_{dc}) = \frac{1}{2}C_{dc}\Delta V_{dc}^2 \quad (4.27)$$

Pour maintenir constante la puissance emmagasiner dans le condensateur (et donc la tension a ces bornes), il faut que cette erreur soit compensée. L'erreur ΔE_{dc} est une fonction asymptotiquement stable de Lyapunov si et seulement si :

$$\Delta E_{dc}(0) = 0, \quad (4.28)$$

$$\Delta E_{dc}(V_{dc}) > 0 \quad \forall \Delta V_{dc} \neq 0, \quad (4.29)$$

$$\Delta \dot{E}_{dc}(V_{dc}) < 0 \quad \forall \Delta V_{dc} \neq 0. \quad (4.30)$$

Les deux premières conditions sont satisfaites. Il reste à trouver une solution pour satisfaire la troisième condition.

$$\Delta P_{dc}(V_{dc}) < 0 \implies -C_{dc}\Delta V_{dc}\dot{V}_{dc} < 0 \quad (4.31)$$

En remplaçant \dot{V}_{dc} dans 4.31 par son expression dans 4.26, on peut écrire :

$$-C_{dc}\Delta V_{dc}\frac{P_{dc}(V_{dc})}{C_{dc}V_{dc}} < 0 \quad (4.32)$$

Pour satisfaire cette condition on prend :

$$\frac{P_{dc}(V_{dc})}{V_{dc}} = \frac{\Delta V_{dc}}{k} \quad (4.33)$$

Donc :

$$P_{dc}(V_{dc}) = \frac{\Delta V_{dc}V_{dc}}{k} \quad (4.34)$$

$P_{dc}(V_{dc})$: La puissance à fournir par le filtre afin de maintenir constante la tension aux bornes de la capacité. k : Paramètre de régulation [GH15-b][MA09] ($k > 0$).

4.6 Résultats des simulations

Dans cette partie, les simulations du FAP à quatre fils de topologie quatre bras sont réalisées avec une charge équilibrée, l'identification par la méthode SRF avec FRNA et les régulateurs de tension : PI, flou, flou adaptatif, ANFIS et Backstepping sont examinés. Les paramètres des régulateurs sont présentés au tableau 4.5. La capacité du bus continu est initialement déchargée, et la tension de référence est de 200 V. Les autres paramètres du système sont les mêmes que ceux du chapitre précédent.

TABLE 4.5 – Paramètres des régulateurs.

Régulateur	Paramètres
PI	$K_p = 0.2932, K_i = 39.0836$
Flou	$G_e = 1/300, G_{\Delta e} = 1/1600, G_{\Delta ce} = 40$
Flou adaptatif	$G_e = 1/300, G_{\Delta e} = 1/1600, G_{\Delta ce} = 250$
ANFIS	Fonctions d'appartenance : trapézoïdale Algorithme d'apprentissage : hybride Nombre de fonctions d'appartenance : 6 Nombre d'itération : 80
Backstepping	$k = 1.44$

Les figures de 4.9 à 4.18 montrent les résultats des simulations du FAP avec les différents régulateurs.

Les figures 4.9.a, 4.10.a, 4.11.a, 4.13.a et 4.16.a montrent pour chaque régulateur le courant de charge avec le courant de la source. Le courant de charge est pollué son THD_{ic} est de 38.67 %. Le courant de source après un régime transitoire prend une forme sinusoïdale.

Les figures 4.9.b, 4.10.b, 4.11.b, 4.13.b et 4.16.b présentent pour chaque régulateur le courant du neutre côté charge et côté source. le courant du côté charge possède une amplitude important tant que le courant du côté source après un court régime transitoire s'annule.

Les figures 4.9.c, 4.10.c, 4.11.c, 4.13.c et 4.16.c montrent les courants injectés par le filtre qui possèdent aussi un court régime transitoire dont lequel le filtre ne donne pas de bonnes performances.

On observe aussi une surintensité au début de la simulation dans le courant de la source, le courant du neutre côté source et du courant injecté par le filtre pour tout les régulateurs proposés. Elle est provoquée par la charge initiale de la capacité pour passer de 0 V à 200 V. La durée de cette surintensité est de l'ordre de 10 ms pour tous les régulateurs sauf le cas du régulateur PI qui est de 15 ms.

Sur les figures 4.9.d, 4.10.d, 4.11.d, 4.13.d et 4.16.d on voit l'évolution des THD_{is} pour

les différents régulateurs. Ces THD_{is} sont présentés au tableau 4.6. A partir de ce tableau on peut dire que les THD_{is} sont bien inférieure à 5 %, ils ont presque la même valeur. Les régulateurs flou adaptatif et ANFIS ont donnés le meilleur THD_{is} qui est égal à 1.8 %. Ensuite il vient le régulateur PI avec un THD_{is} de 1.9 %, puis le régulateur flou avec un THD_{is} de 2.1 % et enfin le régulateur Backstepping avec un THD_{is} de 2.4 %.

A partir des figures 4.9.e, 4.10.e, 4.11.e, 4.13.e et 4.16.e, qui montrent les allures de la tension du bus continu obtenus par les différents régulateurs, on note le passage par un régime transitoire de la tension V_{dc} avant de coïncider avec la tension de référence V_{dc} pour tous les régulateurs. Les différents régulateurs ont donnée de très bonnes régulation de la tension du bus continu, sauf le régulateur PI qui engendre un dépassement très important au démarrage (62.6 %). Les autres régulateurs ont aussi engendrés un dépassement, car la capacité est initialement déchargé ($V_{dc0} = 0$), ce dépassement est négligeable par rapport au régulateur PI.

A partir du tableau 4.6 on note que le meilleur temps de réponse (t_r) est obtenu avec les régulateurs flou adaptatif et ANFIS (90 ms), ensuite, le régulateur Backstepping avec un temps de réponse égale à 100 ms, puis, le régulateur flou standard avec un temps de réponse de 110 ms, et enfin, le régulateur PI avec un temps de réponse de 115 ms. En terme d'erreur en régime transitoire ($|e_{max}|$), l'erreur minimale est obtenu avec le régulateur ANFIS (1 %), le régulateur flou (3.6 %), le régulateur Backstepping (7 %), le régulateur flou adaptatif (12 %) et enfin le régulateur PI (62.6 %).

Pour confirmer les performances dynamiques des régulateurs utilisés, on a fait premièrement un double changement de charge aux instants 150 ms et 300 ms. On voit sur la figure 4.17 le comportement des différents régulateurs lors de ce changement de charge. Au début, il y a un régime transitoire du au chargement de la capacité, ensuite deux régimes transitoires dus aux variations de la charge puis la tension suit parfaitement sa référence. Deuxièmement, un double changement de la tension de référence du bus continu est effectué : 350-200 V à l'instant 150 ms et 200-350 V à l'instant 300 ms, avec une tension initiale du bus continu de 200 V. Face à ces changements on voit bien sur la figure 4.18 que la tension suit sa référence après un court régime transitoire.

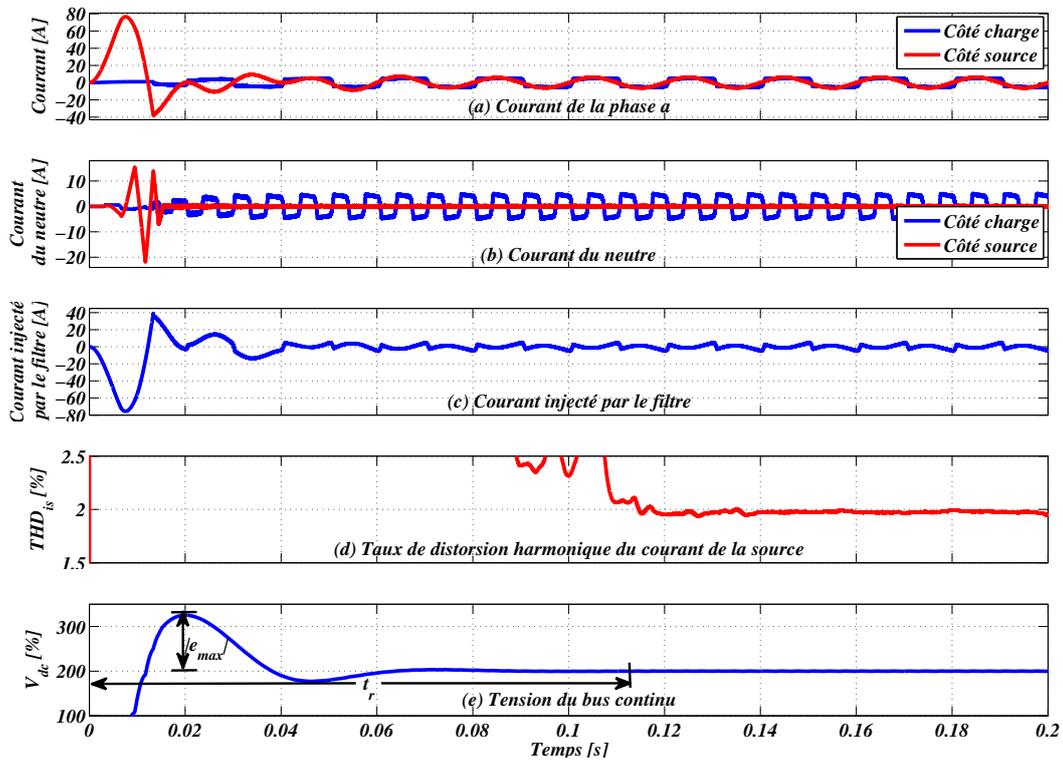


FIGURE 4.9 – Résultats de simulation par régulateur PI classique.

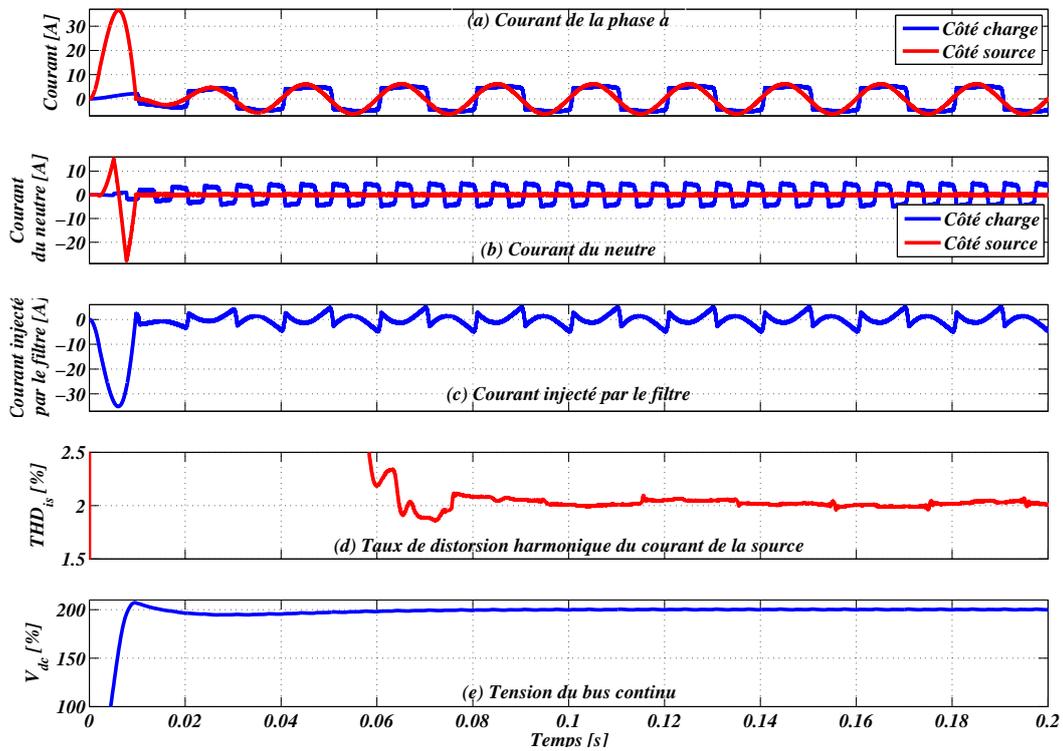


FIGURE 4.10 – Résultats de simulation par régulateur flou à deux entrées.

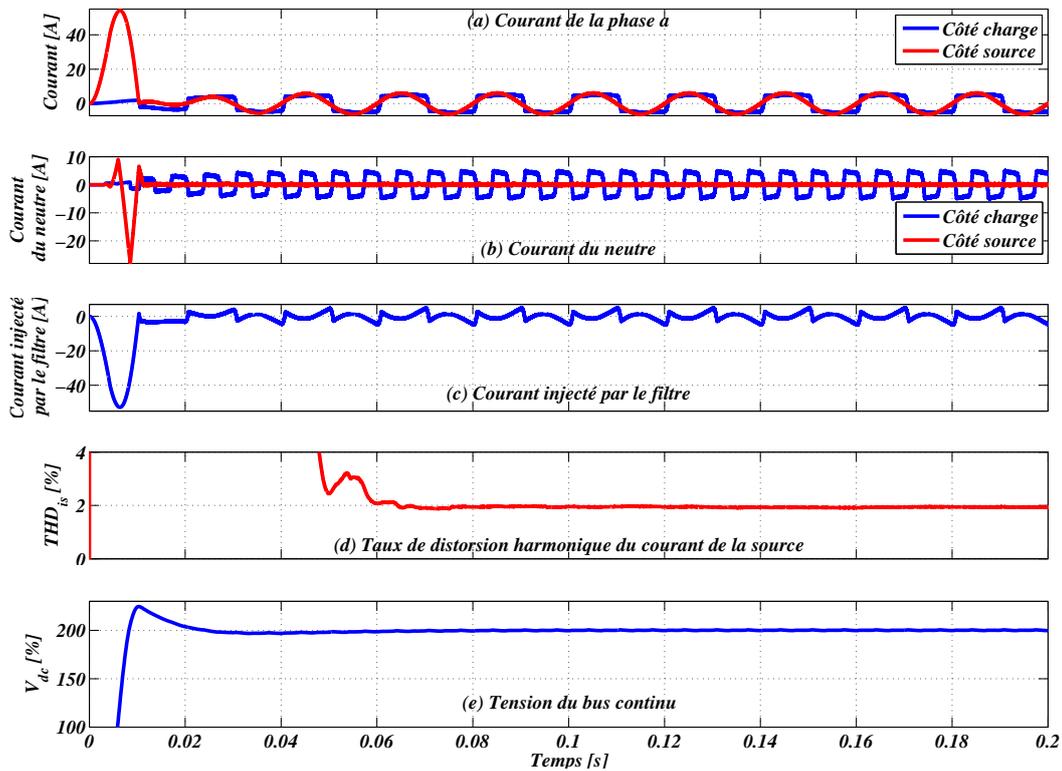


FIGURE 4.11 – Résultats de simulation par régulateur flou adaptatif.

Pour étudier l'influence du paramètre k du régulateur Backstepping, on fait varier ce paramètre. La tension de référence étant de 200 V. La figure 4.12 montre les allures de V_{dc} obtenues par les régulateurs Backstepping et PI. A partir de cette figure on note qu'avec l'augmentation de k le temps de réponse du régulateur et la valeur absolue de l'erreur dynamique maximale du suivi pour la tension du bus continu $|e_{max}|$ augmentent. Pour des valeurs inférieures ou égales à 2, l'erreur dynamique et le temps de réponse sont inférieurs à ceux du régulateur PI. Dans le cas de régulation par Backstepping, le dépassement n'existe pas. Après quelques simulations, on a constaté que la diminution du temps de réponse et de l'erreur est accompagnée par l'augmentation du THD_{is} et vice versa. On peut conclure qu'en améliorant la dynamique, les performances statiques se dégradent, ce qui impose de faire un compromis dans le choix de k entre ces trois paramètres $|e_{max}|$, t_r et THD_{is} . Dans ce qui suit on considère $k = 1.44$, ce choix permet d'avoir des meilleures performances dynamique par rapport au régulateur PI.

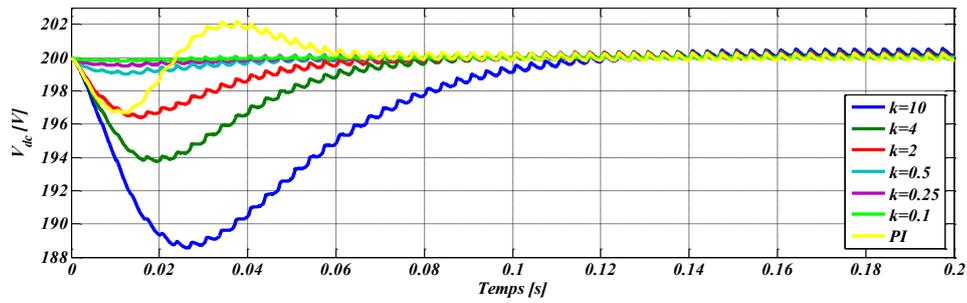
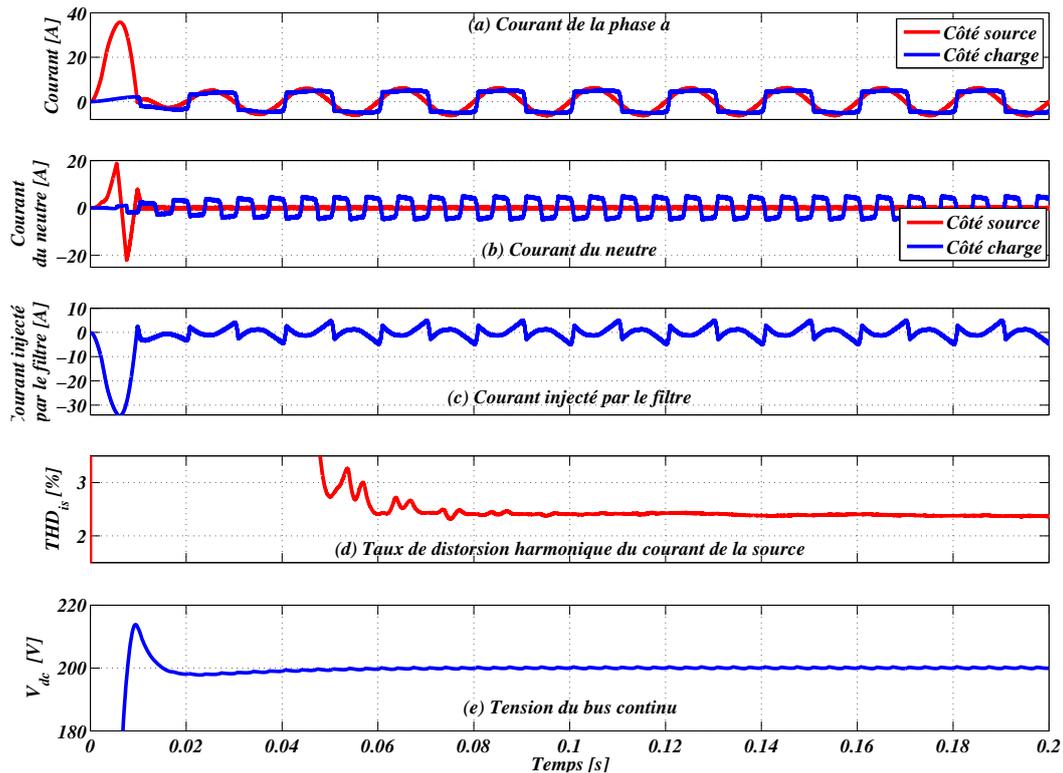
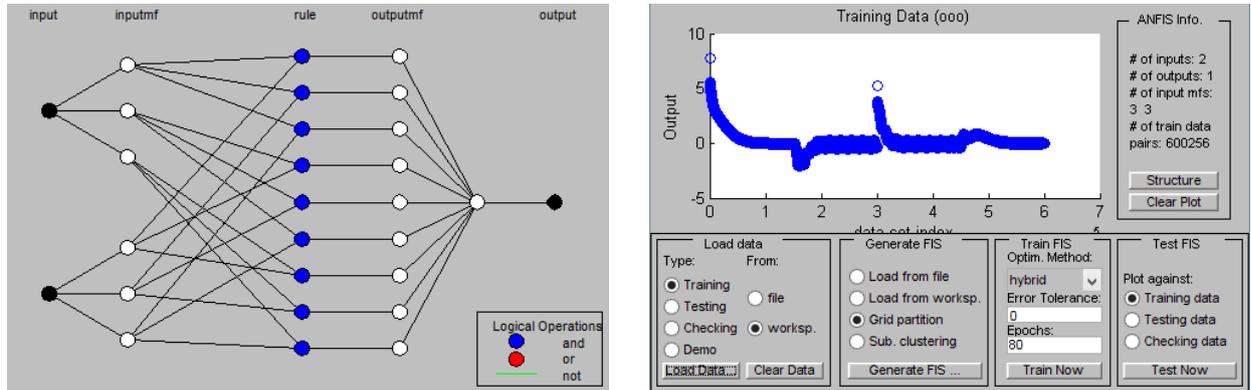
FIGURE 4.12 – Variation de k pour le régulateur par Backstepping.

FIGURE 4.13 – Résultats de simulation par régulateur Backstepping.

La figure 4.14 montre les résultats d'apprentissage de l'ANFIS obtenus par simulation avec l'interface MatLab appelé par la commande *anfisedit*. L'apprentissage est fait en utilisant les données d'entrée et de sortie du régulateur flou adaptatif obtenues par simulation. La figure 4.14.a montre la structure à cinq couches créée qui comporte deux entrées e et Δe et une sortie I_{dc} . La figure 4.14.b montre la variation de la sortie du régulateur flou adaptatif utilisées pour l'apprentissage. La figure 4.14.c montre la variation de l'erreur d'apprentissage durant 80 itérations, après quelque simulation, on a constaté que dé les premières itérations l'erreur d'apprentissage est faible et l'augmentation du nombre d'itération n'améliore pas significativement cette erreur. Sur la figure 4.14.d on observe la réponse du régulateur ANFIS après apprentissage qui coïncide avec celle du régulateur flou adaptatif.

La figure 4.15 montre la tension du bus continu obtenue par régulateur ANFIS avec trois types de fonction d'appartenance pour une sortie linéaire : triangulaire, trapézoïdale et gaussienne. Ces courbes de tension sont obtenues après apprentissage de l'ANFIS avec un nombre d'itérations égale à 10. Après cette simulation on a constaté que l'erreur d'apprentissage pour la fonction trapézoïdale gaussienne est le plus faible, ce qui fait que cette fonction est la plus convenable pour cette régulation.



(a) Structure de l'ANFIS

(b) Données du régulateur flou adaptatif utilisées comme référence



(c) Variation de l'erreur durant l'apprentissage

(d) Données de sortie, de référence et de l'ANFIS après apprentissage

FIGURE 4.14 – Résultats d'apprentissage de l'ANFIS.

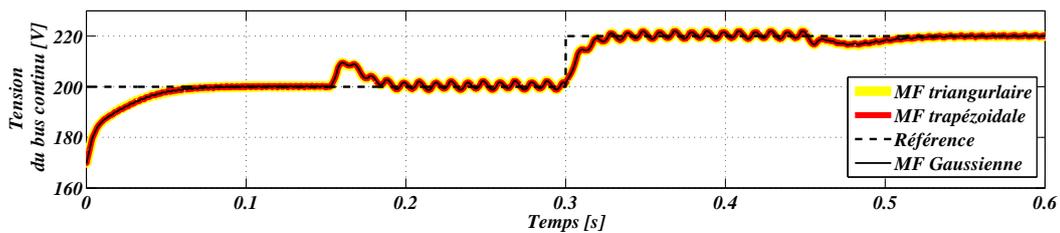


FIGURE 4.15 – Tension du bus continu obtenu par différents types de fonctions d'appartenance.

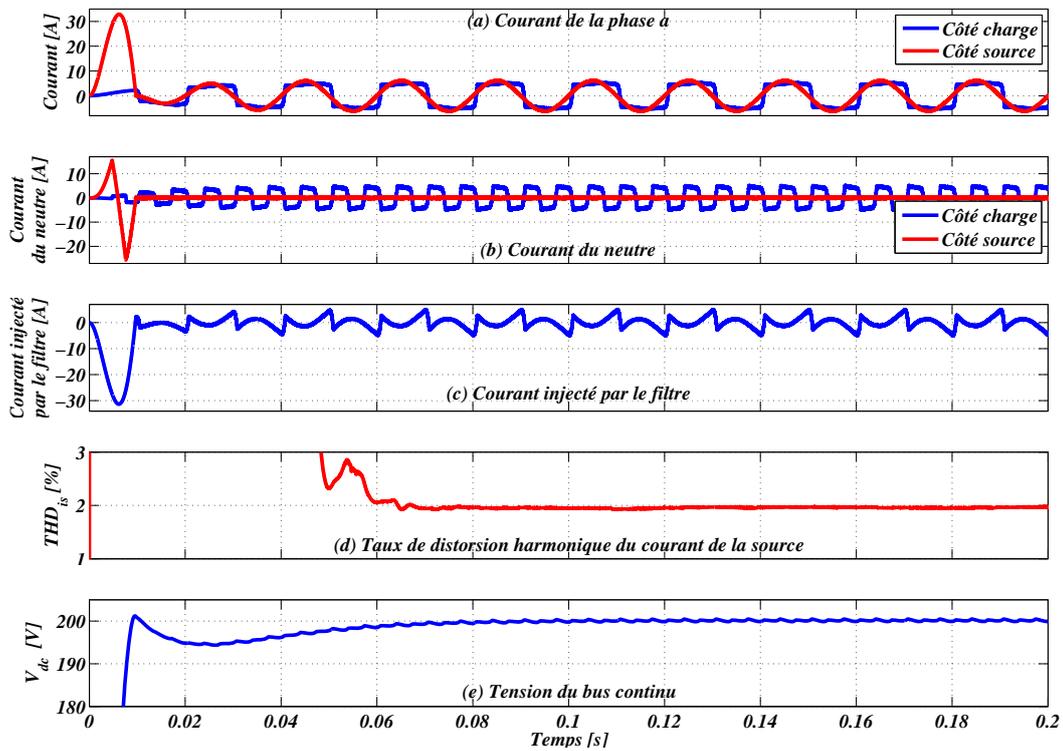


FIGURE 4.16 – Résultats de simulation par régulateur ANFIS.

TABLE 4.6 – Comparaison de performances des régulateurs.

Régulateur	THD_{is} [%]	t_r [ms]	$ e_{max} $ [%]
PI	1.9	115	62.6
Flou	2.1	110	3.6
Flou adaptatif	1.8	90	12
ANFIS	1.8	95	1
Backstepping	2.4	100	7

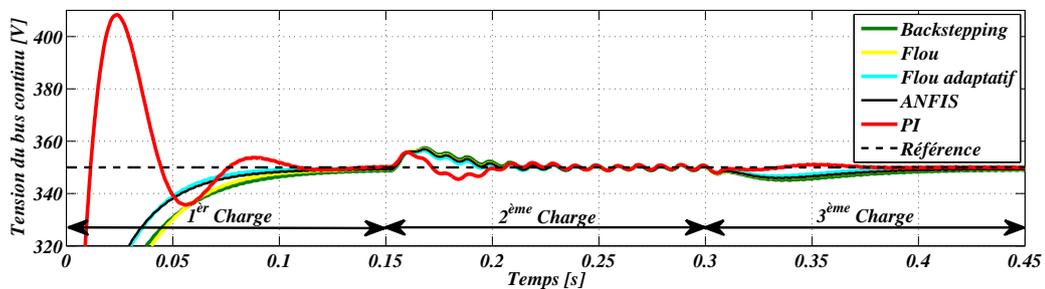


FIGURE 4.17 – Performances face au variation de la charge.

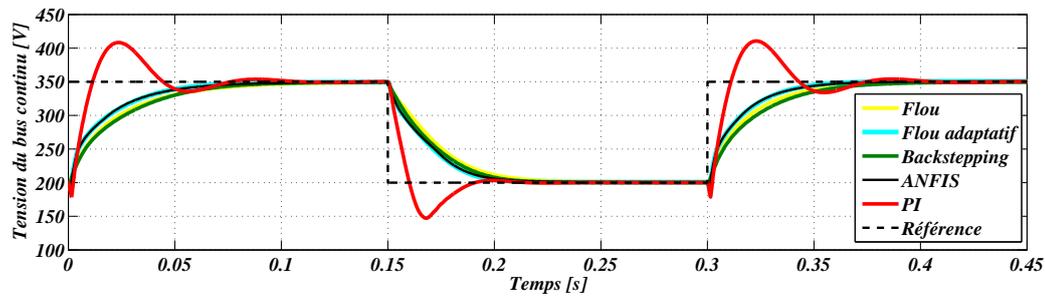


FIGURE 4.18 – Performances face au variation de la tension de référence du bus continu.

4.7 Conclusion

Ce chapitre a été focalisé sur l'application de cinq techniques de régulation de la tension du bus continu au FAP à quatre fils. L'identification du courant polluant été basée sur la méthode de SRF avec FRNA.

On peut conclure à partir des simulations que les performances obtenus par les différents régulateurs, et donc par le FAP, sont très bonnes.

L'utilisation de la logique flou dans la régulation a amélioré le temps de réponse et surtout le dépassement engendré par le régulateur PI, avec presque le même THD_{is} . Le recours au régulateur flou adaptatif à permet d'améliorer encore les performances du régulateur flou standard, en terme de THD_{is} et temps de réponse, avec une erreur en régime transitoire élevé par rapport à celui du régulateur flou, mais faible par rapport à celui du régulateur PI. Le régulateur Backstepping à donné de bons résultats par rapport au régulateur PI et flou standard en terme de temps de réponse et erreur dynamique, par contre, ces performances en terme de THD_{is} sont un peu plus faible par rapport à tous les régulateurs proposés. Enfin, l'optimisation du régulateur flou adaptatif est effectuée par l'ANFIS. Cette optimisation à permet de passer de 49×2 règles avec le régulateur flou à 9 règles avec l'ANFIS, en profitant de l'apprentissage par la méthode neuronale hybride à partir des données offertes par le régulateur flou adaptatif. En plus on a obtenu un dépassement presque nul après optimisation.

Chapitre 5

Optimisation par PSO et Validation Expérimentale du FAP

5.1 Introduction

Bien que les régulateurs flou surpassent le problème de modélisation du système à régler. Le choix des gains à l'entrée et à la sortie de ces régulateurs est subjectif et difficile à optimiser, comme on a pu le constater dans le chapitre précédent. Le recours à une méthode d'optimisation de ces gains permet de résoudre ce problème.

La méthode d'optimisation par essaim de particules (PSO), inspirée de l'intelligence d'essaim a attiré les chercheurs et faite exploiter dans différents domaines d'optimisation. Cette méthode est devenue de plus en plus populaire. Elle est caractérisée par une façon décentralisée de travail qui imite le comportement des essaims d'insectes sociaux, les masses d'oiseaux ou les écoles de poisson. L'avantage de cette approche sur les techniques traditionnelles est la robustesse et la flexibilité [BL08].

Dans ce chapitre, un intérêt sera porté à la méthode d'optimisation PSO en vue d'optimiser les paramètres du régulateur flou de la tension V_{dc} . Ainsi, le principe de fonctionnement de la PSO, les résultats de simulation par régulateur PI et flou seront présentés, comparés et ce chapitre se terminera par une validation expérimentale du FAP.

5.2 Optimisation par essaim de particules

5.2.1 Origines

L'optimisation par essaim de particules est une méthode d'optimisation stochastique, pour les fonctions non-linéaires, basée sur la reproduction d'un comportement social. et développée par le Dr. Eberhart et le Dr. Kennedy en 1995 [EB01][PO07], comme une alternative aux algorithmes génétiques standard.

L'origine de cette méthode vient des observations faites lors des simulations informatiques de vols groupés d'oiseaux et de bancs de poissons de Reychard, Heppener et Grenander. Ces simulations ont mis en valeur la capacité des individus d'un groupe en mouvement à conserver une distance optimale entre eux et à suivre un mouvement global par rapport aux mouvements locaux de leur voisinage.

D'autre part, ces simulations ont également révélé l'importance du mimétisme dans la compétition qui oppose les individus à la recherche de la nourriture. En effet, les individus sont à la recherche de sources de nourriture qui sont dispersés de façon aléatoire dans un espace de recherche, et dès lors qu'un individu localise une source de nourriture, les autres individus vont alors chercher à le reproduire.

Ce comportement social basé sur l'analyse de l'environnement et du voisinage constitue alors une méthode de recherche d'optimum par l'observation des tendances des individus voisins. Chaque individu cherche à optimiser ses chances en suivant une tendance qu'il modère par ses propres vécus [CA09].

5.2.2 Principe de la technique PSO

L'optimisation par Essaim de particules est inspirée du comportement social des animaux évoluant en essaim. L'exemple le plus souvent utilisé est le comportement des nuées d'oiseaux et des bancs de poissons. En effet, on peut observer chez ces animaux des dynamiques de déplacement relativement complexes, alors qu'individuellement chaque individu a une intelligence limitée et une connaissance seulement locale de sa situation dans l'essaim. Un individu de l'essaim n'a pour connaissance que la position et la vitesse de ses plus proches voisins. Chaque individu utilise donc, non seulement, sa propre mémoire, mais aussi l'information locale sur ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles simples, telles que "aller à la même vitesse que les autres", "se déplacer dans la même direction ou encore rester proche de ses voisins" sont des exemples de comportements

qui suffisent à maintenir la cohésion de l'essaim, et qui permettent la mise en œuvre de comportements collectifs complexes et adaptatifs. L'“intelligence globale” de l'essaim est donc la conséquence directe des interactions locales entre les différentes particules de l'essaim. La performance du système entier est supérieure à la somme des performances de ses parties.

Un essaim de particules, qui sont des solutions potentielles au problème d'optimisation, “survole” l'espace de recherche, en quête de l'optimum global. Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes [COO10]

- Une composante physique : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement ;
- Une composante cognitive : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée ;
- Une composante sociale : la particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

Dans le cas d'un problème d'optimisation, la qualité d'un site de l'espace de recherche est déterminée par la valeur de la fonction objectif en ce point. La figure 5.1 illustre la stratégie de déplacement d'une particule.

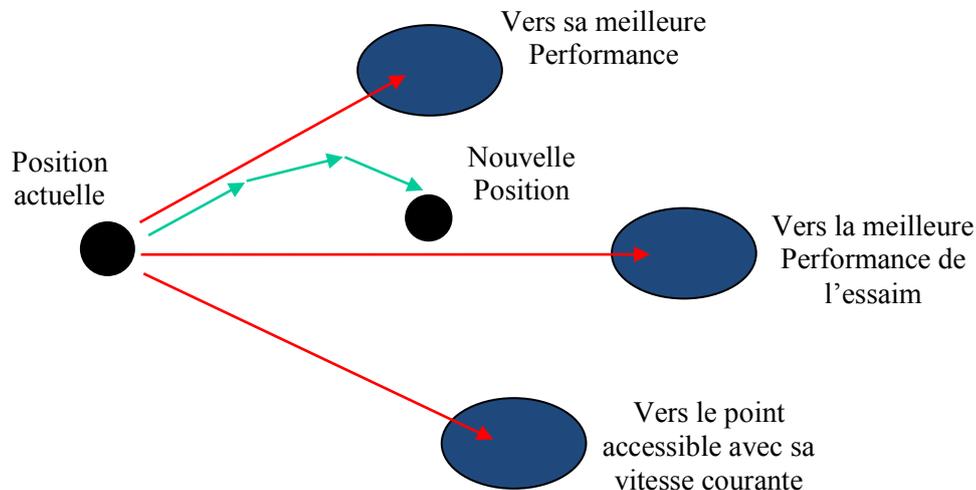


FIGURE 5.1 – Déplacement d'une particule.

Ce modèle présente quelques propriétés intéressantes, qui en font un bon outil pour de nombreux problèmes d'optimisation, particulièrement les problèmes fortement non linéaires, continus ou mixtes (certaines variables étant réelles et d'autres entières) [CL03] :

- il est facile à programmer, quelques lignes de code suffisent dans n'importe quel langage évolué,

- il est robuste (de mauvais choix de paramètres dégradent les performances, mais n'empêchent pas d'obtenir une solution).

Il est à signaler, de plus, qu'il existe des versions adaptatives qui évitent même à l'utilisateur la peine de définir les paramètres (taille de l'essaim, taille des groupes d'informatrices, coefficients de confiance).

5.2.3 Principe de l'Algorithme PSO

On dispose une fonction objectif à optimiser dans un sens ou dans l'autre. Un essaim est un ensemble de particules positionnés dans l'espace de recherche de la fonction objectif. Le principe de l'algorithme consiste à déplacer ces particules dans l'espace de recherche afin de trouver la solution optimale [RI07].

Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).

Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune entre elles sa propre meilleure performance.

A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse. Pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure position actuelle.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche. Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales,

il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [CL02].

5.2.4 Formulation Mathématique

Dans un espace de recherche de dimension D , la particule i de l'essaim est modélisée par sa position x_i et par sa vitesse v_i . Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note p_{ibest} . La meilleure position atteinte par toutes les particules de l'essaim est notée p_{gbest} . Au temps t , la vitesse est calculé à partir de l'équation 5.1.

$$v_i(t) = w(t)v_i(t-1) + c_1.r_1.(p_{ibest}(t-1) - x_i(t-1)) + c_2.r_2.(p_{gbest}(t-1) - x_i(t-1)), i = 1, \dots, D \quad (5.1)$$

La position au temps t de la particule i est alors définie par 5.2 :

$$x_i(t) = x_i(t-1) + v_i(t), i = 1, \dots, D \quad (5.2)$$

où [COO10] w est en général une constante appelée, coefficient d'inertie, c_1 et c_2 sont deux constantes, appelées coefficients d'accélération, r_1 et r_2 sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0,1]$ à chaque itération.

Il est à noter que le terme "vitesse" est ici abusif car v_i n'est pas homogène à une vitesse. Il serait plus approprié de parler de "direction de déplacement". Cependant, pour respecter l'analogie avec le monde animalier, les auteurs ont préféré utiliser le terme "vitesse".

- $w(t).v_i(t-1)$ correspond à la composante physique du déplacement. Le paramètre w contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur. Il est à noter que, dans certaines applications, le paramètre w peut être variable.

- $c_1.r_1.(p_{ibest}(t-1) - x_i(t-1))$ correspond à la composante cognitive du déplacement. c_1 contrôle le comportement cognitif de la particule.

- $c_2.r_2.(p_{gbest}(t-1) - x_i(t-1))$ correspond à la composante sociale du déplacement. c_2 contrôle l'aptitude sociale de la particule. La combinaison des paramètres w , c_1 et c_2 permet de régler la balance entre les phases. Les gammes appropriées de valeur pour c_1 et c_2 sont de 1 à 2, mais 2 est le plus approprié dans beaucoup de cas [EB00]. Le coefficient d'inertie est donné par [LA10] :

$$w = w_{max} - \frac{w_{max} - w_{min}}{t_{max}} t \quad (5.3)$$

Où t_{max} est le temps maximal (le nombre maximum des itérations). w_{max} et w_{min} sont

respectivement les coefficients minimum et maximum d'inertie.

Le coefficient d'inertie w joue un rôle important dans la procédure de recherche. Elle garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de w de 0.9 à 0.4 [EB00] au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats.

Dans un algorithme de PSO, les particules volent autour un espace multidimensionnel de recherche. Pendant le vol, chaque particule ajuste sa position selon sa propre expérience [KA02] ($p_{ibest}(t)$), et selon l'expérience d'une particule voisine ($p_{gbest}(t)$), servie la meilleure position produite par elle-même et son voisin [LA10].

A chaque itération (k au lieu de t) de l'algorithme, chaque particule est déplacée suivant 5.1 et 5.2. Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées. Les p_{ibest} ainsi que p_{gbest} sont alors mises à jour. Le critère d'arrêt peut être différent suivant le problème posé. Si l'optimum global est connu a priori, on peut définir un "erreur acceptable" comme critère d'arrêt. Sinon, il est commun de fixer un nombre maximum d'évaluations de la fonction objectif ou un nombre maximum d'itérations [COO10].

Ces algorithmes peuvent être résumés aux opérations indiquées sur l'organigramme de la figure 5.2 [BE14-b].

5.2.5 Application de la technique PSO à l'optimisation des paramètres du régulateur flou

5.2.5.1 Fonction objectif

Le but de l'algorithme PSO est de réduire au minimum la fonction objectif, ce qui permet d'obtenir la particule x_i codé en trois dimensions (G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta ce}$) correspondant au minimum de cette fonction objectif. Les performances des régulateurs dans le domaine de contrôle sont évaluées par la valeur absolue de l'erreur (IAE ou Integrated Absolute-Error), l'intégral du carré de l'erreur (ISE ou Integral of Squared-Error), l'intégral de du carré de l'erreur multipliée par le temps à la puissance n (ITSE ou Integral of Time-Weighted-Squared-Error) [QA14-b] ou l'intégral du produit de la valeur absolue de l'erreur par le temps (ITAE ou Integral Time Absolut-Error) [BE14-a]. L'intégral de la valeur absolue de l'erreur est défini par :

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (5.4)$$

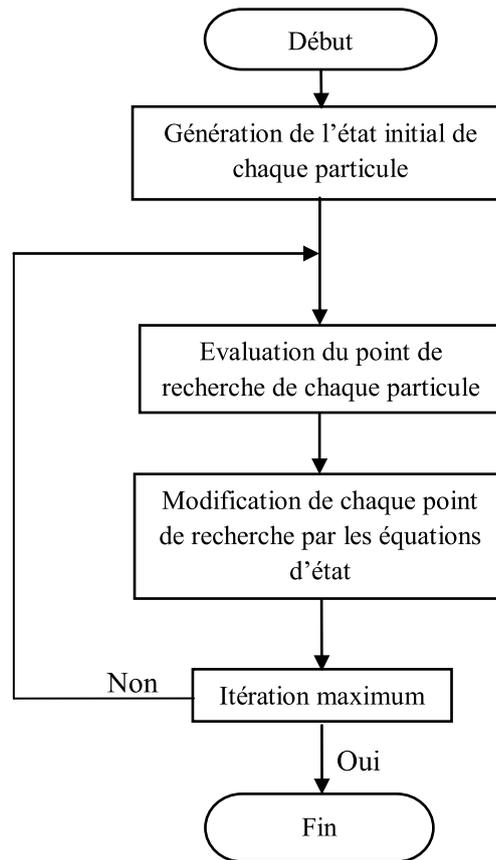


FIGURE 5.2 – Organigramme de la méthode PSO.

L'intégral de l'erreur quadratique est défini par :

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt \quad (5.5)$$

L'intégral du produit de la valeur absolue l'erreur par le temps est défini par :

$$IATE = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (5.6)$$

$e(t)$ est l'erreur entre la consigne (valeur désirée) et la valeur mesurée. Dans notre cas :

$$e(t) = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (5.7)$$

Les critères IAE et ISE permettent d'amplifier toutes les erreurs d'une manière égale, ce qui donne un dépassement petit et un temps de réponse élevé (settling time). Par contre le critère *IATE* amplifie les erreurs à la fin plus qu'au début, ce qui donne un temps de réponse court mais un dépassement élevé [QA14-b][KE95].

Il est à signaler que la fonction objectif peut être le THD_{is} et les variables (la position) peuvent être l'inductance de couplage L_f , la tension V_{dc} ou C_{dc} qui influence le THD_{is} . On

peut même optimiser la valeur du paramètre d'apprentissage utilisé par le réseau de neurone avec la méthode PSO.

5.2.5.2 Algorithme PSO pour l'optimisation des gains du régulateur flou

L'algorithme de cette méthode peut être décrit comme suit :

1. Initialiser aléatoirement la vitesse v_i , la position x_i , la meilleure position et $P_{ibest} = x_i$ de chaque particule i
2. Tant que la condition d'arrêt n'a pas atteinte (nombre d'itérations maximal dans notre cas) faire :
 - Pour i allant de 1 jusqu'au nombre de particules (D) :
 - Lancer la simulation sous MatLab pour calculer la fonction objectif
 - Actualiser P_{ibest}
 - Fin pour
 - Actualiser P_{gbest} qui est la particule avec la fonction objectif minimale
 - Calculer la nouvelle vitesse v_i et la nouvelle position x_i pour chaque particule
3. Fin tant que
4. $[G_e \ G_{\Delta e} \ G_{ce}] = P_{gbest}$.

5.3 Résultats des simulations

Les paramètres des charges ainsi que du système étudié dans ces simulations sont les mêmes que ceux utilisés au troisième chapitre. La topologie utilisée ici sera celle de l'onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu et le bus continu sera commandé par PI et flou-PSO. Les courbes seront tracées pour les cas de charges déséquilibrées, tant que le cas équilibrée est considéré comme étant un cas particulier du cas déséquilibrée.

Les paramètres de l'algorithme PSO utilisés dans ce travail sont :

- La taille de l'essaim : 25
- Le nombre maximal d'itérations : 40
- $C_1 = C_2 : 2$
- $W_{max} : 0.9, W_{min} : 0.4$
- Les intervalles de recherche pour $G_e, G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta ce} : G_e \in [0, 1], G_{\Delta e} \in [0, 1]$ et $G_{\Delta ce} \in [0, 200]$

— Le temps de simulation : 200 ms.

Les figures 5.3 et 5.4 montrent respectivement la variation de la fonction objectif et les variations des gains optimaux pendant la simulation. La solution optimale est obtenue à l'itération 16, la valeur de la fonction objectif optimale est $IATE = 1329.35$ et les gains optimaux sont $G_e = 0.434$, $G_{\Delta e} = 0.239$ et $G_{\Delta ce} = 68.58$.

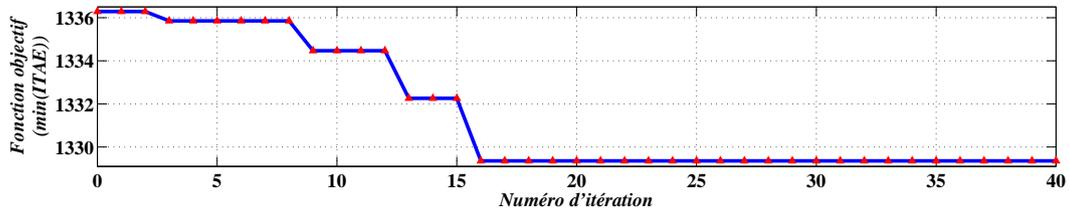
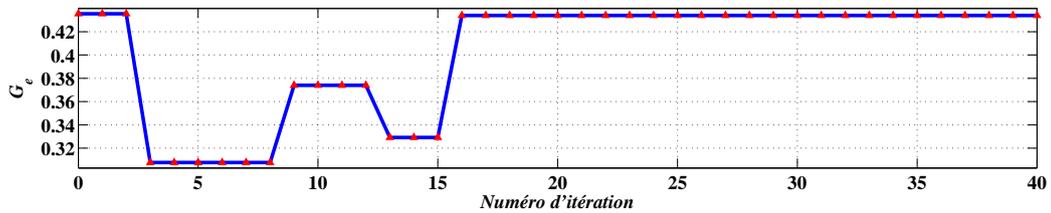
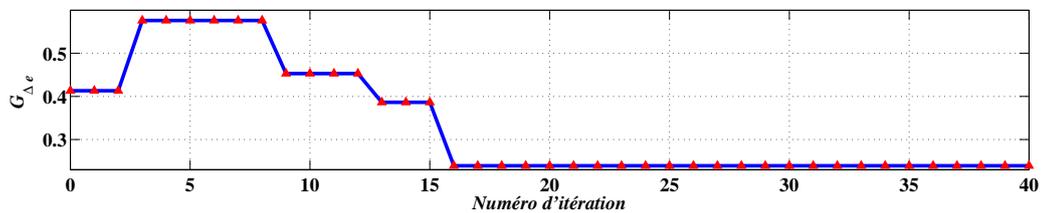


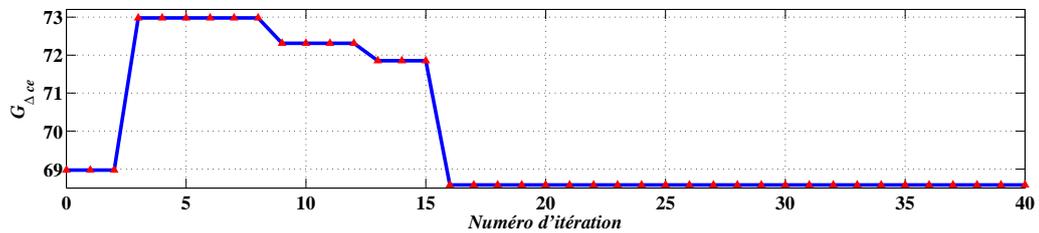
FIGURE 5.3 – Variation de la fonction objectif.



(a) Gain d'erreur (G_e)



(b) Gain de la variation d'erreur ($G_{\Delta e}$)



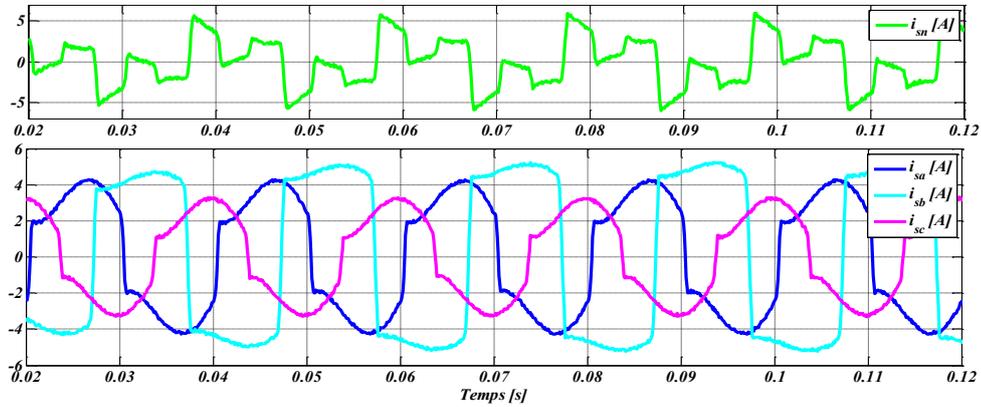
(c) Gain de sortie ($G_{\Delta ce}$)

FIGURE 5.4 – Variation des gains optimaux.

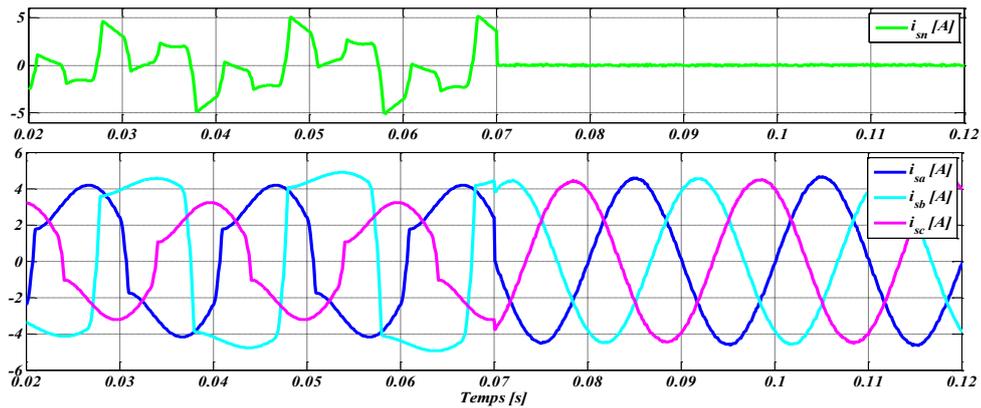
5.3.1 Dépollution du courant

La figure 5.5.a, b et c montre l'allure du courant de la source pour le cas de la deuxième charge déséquilibrée avant l'insertion du filtre, au moment de l'insertion du filtre et après

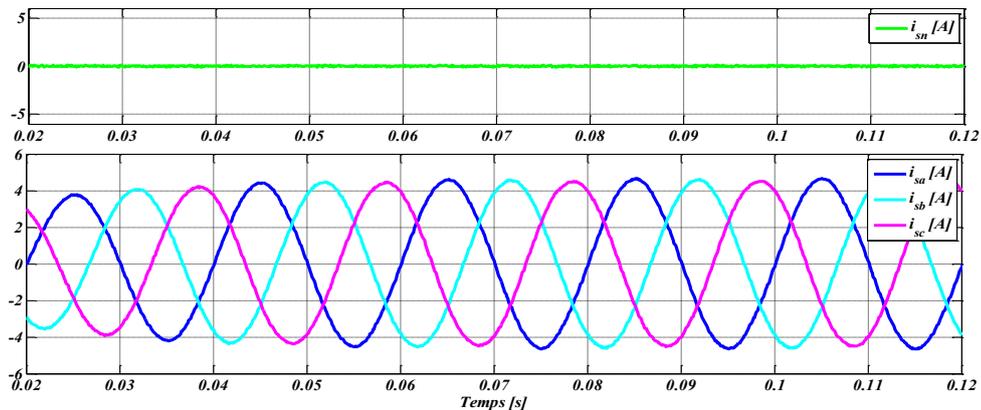
l'insertion du filtre successivement. On remarque qu'avant l'insertion du filtre, le courant pour les trois phases est déformé et le courant dans le neutre non nul. Le filtre est inséré à la date $t = 70$ ms, le courant prend immédiatement une forme sinusoïdale dans les phases et s'annule dans le neutre. Après l'insertion du filtre on voit une forme du courant qui reste sinusoïdale pour les phases et nul pour le neutre.



(a) Avant filtrage



(b) Lors de l'insertion du filtre

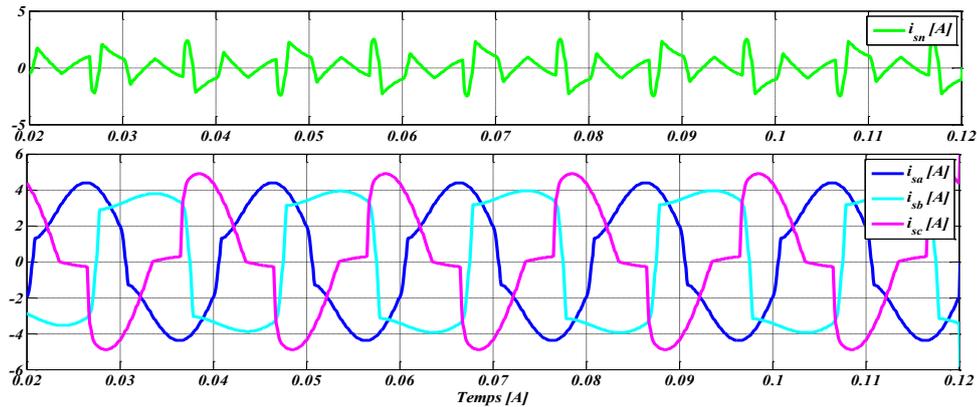


(c) Après filtrage

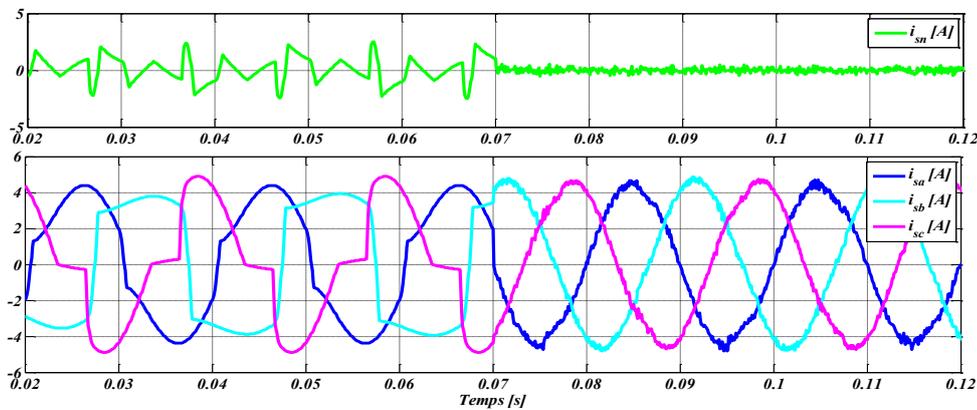
FIGURE 5.5 – Allure du courant de la source.

Les allures du courant pour le cas de la troisième charge déséquilibrée sont présentées à la figure 5.6.a, b et c, et les mêmes remarques sont tirés que ceux de la deuxième charge

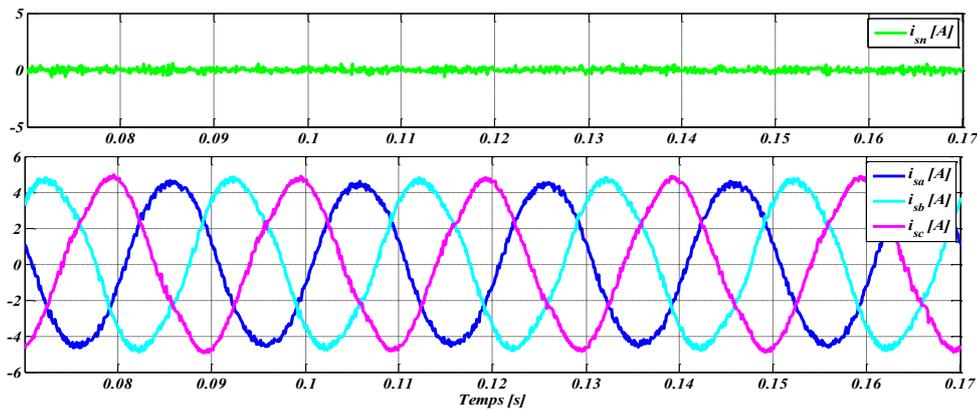
déséquilibrée, une faible distorsion est visible au courant des phases sans perdre sa forme générale qui reste sinusoïdale pour les phases et pratiquement nul pour le neutre.



(a) Avant filtrage



(b) Lors de l'insertion du filtre



(c) Après filtrage

FIGURE 5.6 – Allure du courant de la source.

La figure 5.7 montre pour la première phase et dans le cas de la deuxième charge déséquilibrée, le courant et la tension de la source superposés, le déphasage entre ces deux derniers est nul, ce qui signifie qu'une parfaite compensation de l'énergie réactive s'ajoute à la bonne dépollution du courant.

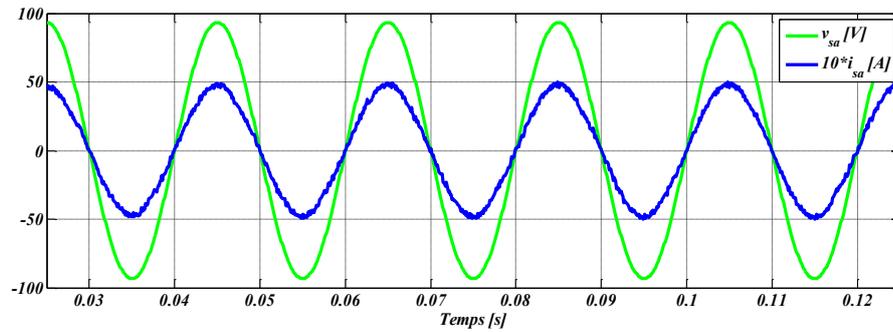


FIGURE 5.7 – Superposition du courant de la source et tension de la source.

5.3.2 Performances des régulateurs

Dans cette section, les performances du régulateur flou-PSO sont comparées avec celles du régulateur PI.

5.3.2.1 Cas d'une charge équilibrée

Le tableau ci-dessous montre, selon la nature de la régulation, le THD_{ic} du courant de la charge et les THD_{is} du courant de la source, ces THD_i sont mesurés entre 100 ms et 200 ms. A partir de ce tableau il est possible de dire que les performances dynamiques obtenues avec le régulateur flou-PSO sont nettement meilleurs que celles du régulateur PI, tant que le THD_{is} obtenu avec le régulateur PI reste mieux.

TABLE 5.1 – Comparaison de performances des régulateurs.

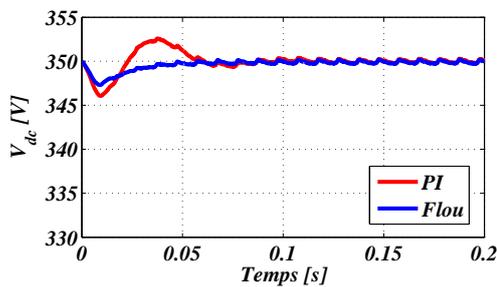
Nature de la régulation	$THD_{ic}[\%]$	$THD_{is}[\%]$	$t_r[ms]$	$ e_{max} [\%]$
Par PI	38.39	1.90	140	0.91
Par flou-PSO		2.00	80	0.14

5.3.2.2 Cas des charges déséquilibrées

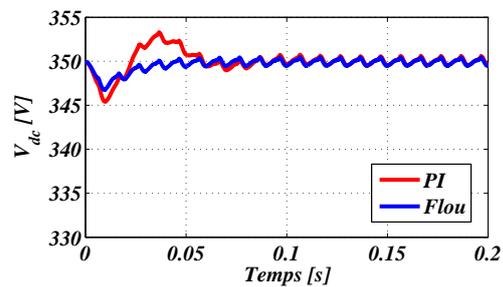
A partir du tableau 5.2, on remarque que les THD_{is} respectent toujours la norme, les plus faibles entre eux sont ceux du régulateur PI, par contre en terme de temps de réponse et erreur maximale, les performances du régulateur flou sont supérieurs à ceux du régulateur PI. Un autre inconvénient majeur du régulateur PI est qu'il a un dépassement en régime transitoire, ce qui peut être visualisé sur la figure 5.8 ci-dessous, ces dépassements et erreurs dynamiques deviennent plus élevés en augmentant la charge.

TABLE 5.2 – Comparaison des performances des régulateurs.

N° de la Charge	Phase	$THD_{ic}[\%]$	Régulateur PI			Régulateur flou-PSO		
			$THD_{is}[\%]$	$t_r[ms]$	$ e_{max} [\%]$	$THD_{is}[\%]$	$t_r[ms]$	$ e_{max} [\%]$
2	a	24.30	2.82	100	1.14	2.90	70	0.77
	b	38.48	2.69			2.75		
	c	18.77	2.73			2.79		
3	a	10.18	3.77	100	1.43	3.80	70	0.90
	b	38.50	3.39			3.41		
	c	30.65	4.31			4.33		



(a) Cas de la deuxième charge



(b) Cas de la troisième charge

FIGURE 5.8 – Allures de la tension du bus continu.

Pour tester les performances dynamiques face aux variations de la charge, on insert à $t = 1$ s en parallèle avec chaque résistance de la deuxième charge une autre résistance de valeurs successives 23.5Ω , 6.6Ω et 21.3Ω . Les allures du courant de source dans cette phase sont montrées à la figure 5.9.a et b. Ces allures montrent de bonnes adaptations du FAP aux variations brusques de la charge. On voit aussi sur le régime transitoire du courant de la figure 5.9.a l'effet de l'utilisation du régulateur PI, qui diffère de celui du courant de la figure 5.9.b propre au régulateur flou.

La figure 5.10.a et b montre les allures de la tension du bus continu obtenus avec les deux régulateurs lors de la variation de la charge. On observe sur cette figure que la tension suit sa référence avec des faibles ondulations de la tension pour les deux régulateurs, ces ondulations augmentent avec la charge.

Enfin, pour comparer les performances lors de la variation de la tension de référence du bus continu, on fait subir cette tension un double changement 450-350 V et 350-450 V. On peut noter sur la figure 5.11.a et b qu'après un régime transitoire du à chaque changement, la tension continue suit bien sa référence pour les deux régulateurs et on observe toujours les dépassements pour le régulateur PI.

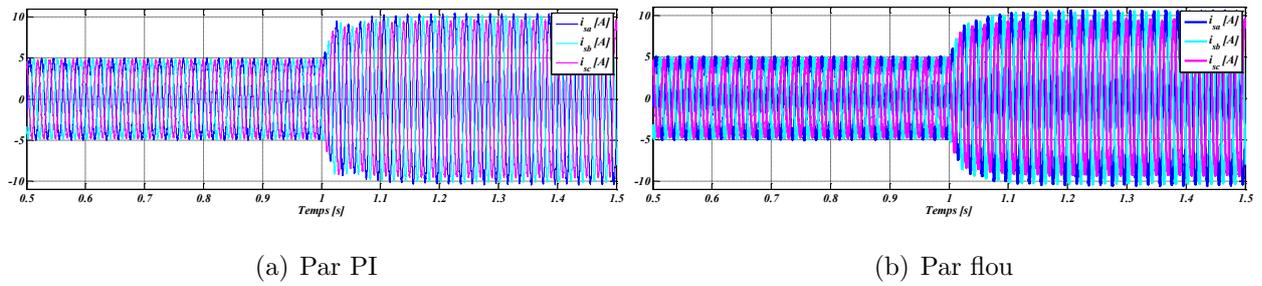


FIGURE 5.9 – Courant de la source lors de la variation de la charge.

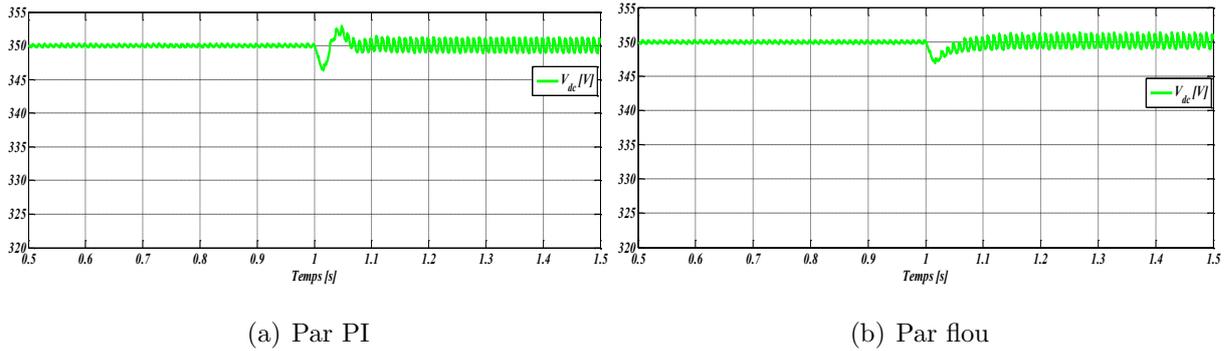


FIGURE 5.10 – Tension du bus continu lors de la variation de la charge.

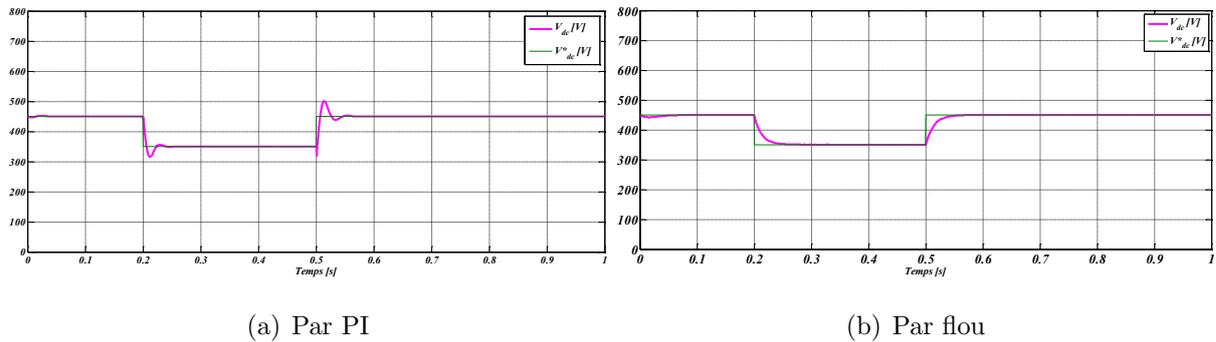


FIGURE 5.11 – Variation de la tension de référence du bus continu.

5.4 Validation expérimentale

Dans cette section, on conduit des expérimentations dans une configuration quasiment identique à celle des simulations présentées ci-dessus. Il est nécessaire tout d'abord de présenter la démarche à suivre pour réaliser le FAP à quatre fils, les éléments constituant le FAP et son implémentation sur le système DSPACE ds1104.

5.4.1 Présentation du matériel expérimental

La plateforme expérimentale a été élaborée au sein de l'équipe de recherche en Laboratoire de Génie Électrique de Biskra LGEB, La maquette expérimentale du système représenté

à la figure 5.12 est composée des éléments suivants :

1. Un autotransformateur de puissance apparente de 500 VA et de fréquence 50 Hz qui est connecté au réseaux 380 réglé sur 30 %, pour délivrer une tension simple maximale $V_{sa} = V_{sb} = V_{sc} = 94 \text{ V}$, l'inductance interne est de 2.3 mH et la résistance interne est de 0.42Ω .
2. La deuxième charge déséquilibrée est formée de trois ponts de graetz monophasé à diodes alimentant chacun les inductances de valeurs 21.3 mH, 200 mH et 21.1 mH et leurs résistances série correspondantes de valeurs 20Ω , 12.4Ω et 28Ω .
3. La troisième charge déséquilibrée est formée de deux ponts de graetz monophasé à diodes alimentant les inductances de valeurs 33 mH et 200 mH et leurs résistances correspondantes de valeurs 20Ω et 16.5Ω et des deux thyristors connectés en anti-parallèle formant le gradateur qui est commandé avec un angle de $\frac{\pi}{6}$ et alimente une résistance de valeur 18.6Ω .
4. Le Filtre actif parallèle à structure tension est constitué d'un onduleur triphasé à structure tension avec condensateur à point milieu de caractéristiques 1200 V, 50 A (SKM 50 GB 123D), relié au réseau par une inductance triphasée L_f de valeur de 3 mH. Les interrupteurs de l'onduleur sont formés par des transistors IGBTs. Ces drivers incluent des éléments de protection des composants de puissance et de gestion des temps morts. Deux condensateurs de $2200 \mu\text{F}$ en série sont connectés du côté continu de l'onduleur et dont le point milieu est connecté au neutre au point PCC.

Trois capteurs de tension sont connectés au bornes A/D de la carte Dspace permettent d'obtenir les tensions simples de la source qui fournissent les tensions de la PLL pour la synchronisation. Un capteur de tension fournie au DSPACE le signal de la tension du bus continue pour être utilisé dans le processus d'identification afin de réguler cette tension captée.

Trois capteurs de courant permettent d'envoyer le signal courant de la charge au PC à travers le Dspace, pour identifier le courant de référence.

Trois capteurs de courant pour capter le courant injecté par le FAP afin de l'utiliser par la carte d'hystérésis, pour être comparé avec le courant de référence obtenu de la carte Dspace. D'autres capteurs sont utilisés selon le besoin pour visualiser les signaux sur l'oscilloscope. Les capteurs de tension sont réglés sur le calibre $200\times$ et les capteurs de courant sur $10\times$. Les charges polluantes sont connectées à la source par l'intermédiaire d'une inductance triphasée de faible valeur $L_c = 1 \text{ mH}$.

La commande du filtre actif génère les ordres de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension. Elle est réalisée de façon mixte (analogique et numérique) et inclut trois fonctions principales :

- Identification des courants harmoniques de la charge non linéaire,
- Régulation de la tension V_{dc} ,
- Poursuite des références harmoniques de courant.

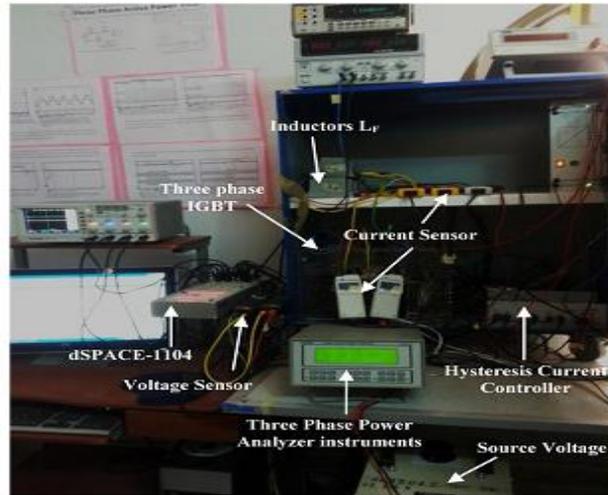


FIGURE 5.12 – Maquette du système expérimental complet.

5.4.2 Description du système Dspace

Comme cela est décrit à la figure 5.13, l'identification des courants harmoniques est réalisée à l'aide du système numérique DSPACE (carte de prototypage DS1104), relié aux outils Matlab/Simulink par le bloc d'interface Real Time Interface (RTI). Le système DS1104 se compose des éléments suivants :

1. La carte mère DS1104, montée dans l'ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal,
2. Des entrées/sorties numérique 20 bits,
3. Une carte DSP de la société Texas Instrument portant la référence TMS320F240,
4. Quatre sorties MLI monophasées plus une sortie MLI triphasée,
5. Deux codeurs incrémentaux,
6. Des entrées numériques 14 bits,

7. Un panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 (PC). La figure 5.14 présente la photographie de ce panneau.

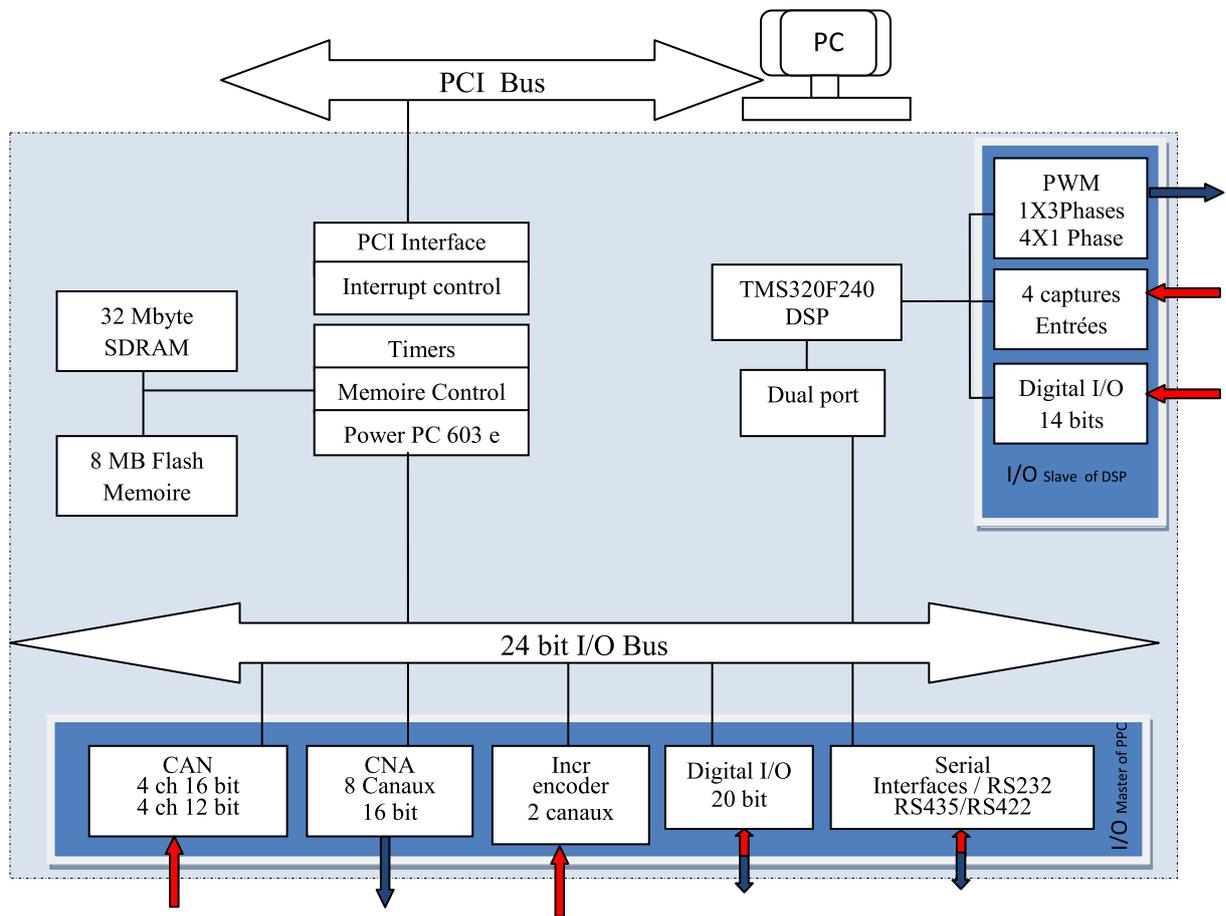


FIGURE 5.13 – Composition de la carte DS1104.



FIGURE 5.14 – Panneau multi-entrées et multi-sorties.

Ce panneau est composé des éléments suivants :

- Deux groupes de quatre entrées BNC liées à la carte de conversion analogique- numérique (CAN). Il faut noter que les signaux d'entrées doivent être multipliés par 10 car les convertisseurs (CAN) divisent automatiquement les entrées par 10.
- Deux groupes de quatre sorties BNC liées à la carte de conversion numérique-analogique. De même, il faut diviser les signaux de sorties par 10 car les convertisseurs (CNA) multiplient automatiquement les sorties par 10. Les sorties sont comprises dans la plage $\pm 10V$.

Les mesures de courants sont réalisées à l'aide des capteurs de marque LEM, de transmittance égale à 100 mV/A.

L'avantage principal de ce contrôleur est qu'avec l'aide de logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement en code assembleur, de compiler et télécharger dans le DSP les commandes réalisées avec les modèles classiques de Simulink. Ainsi, il est possible de tester des lois de commande en simulation sous Simulink puis de traduire celles-ci en langage codé et les transférer automatiquement dans le contrôleur. Un autre avantage du système de commande réside dans le logiciel d'expérimentation (Control Desk). Il autorise la visualisation en temps réel, le stockage des différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande.

Les différents outils logiciels composant ce système de développement sont les suivants :

a- MatLab/Simulink : Il permet de transcrire la modélisation du système physique et des lois de commande associées. Les algorithmes de contrôle sont développés et testés en simulation avant de les implémenter sur le banc d'essai.

b- RTI (Real Time Interface) : Les algorithmes de commande qui sont implantés dans la carte DS1104 sont développés dans l'environnement de programmation MatLab/Simulink. La Real-Time-Interface (RTI) qui est une bibliothèque créée pour le système DS1104, fournit des blocs Simulink permettant une configuration graphique des entrées analogiques/digitales, des sorties digitales/analogiques, des lignes d'E/S numériques, de l'interface codeur incrémental et de la génération MLI. La RTI conjointement avec la Real-Time Workshop gère de façon automatique le code de l'algorithme de commande en temps réel qui est implanté directement sur la carte de contrôle DS1104. Dans le cadre de notre travail on utilise les blocs RTI suivants :

- Bloc *DS1104ADC E₁/E₂/E₃*, Entrées des courants de la charge i_{ca} , i_{cb} et i_{cc} ; 3 entrées analogiques.
- Bloc *DS1104MUX ADC*, Entrées des tensions de la source v_{sa} , v_{sb} et v_{sc} et de la tension du bus continu V_{dc} ; 4 entrées analogiques.
- Bloc *DS1104DCA S1/S2/S3*, sortie des courants de référence i_{fa}^* , i_{fb}^* et i_{fc}^* ; 3 sorties numérique.

c- RTW (Real Time Workshop) : Ce programme compile les fichiers Simulink et génère automatiquement un code en langage C. Toutes les spécifications pour convertir le modèle Simulink dans un fichier en langage C, comme par exemple les priorités entre interruptions, peuvent être contrôlées par l'utilisateur.

d-Control Desk : Le logiciel d'interface homme-machine nommé Control Desk fournit toutes les fonctions nécessaires pour le contrôle, l'accompagnement et l'automatisation des essais en temps réel. Avec ce logiciel on peut modifier les paramètres du régulateur des algorithmes d'identification et de commande en temps réel sans la nécessité de compiler le code source qui est produit par le RTI à chaque modification. De plus, il est possible de sauvegarder les signaux qui représentent les variables électriques du système et les exporter vers l'environnement MatLab.

Des modifications de l'interface de contrôle peuvent être effectuées en temps réel, même quand le système est en fonctionnement. Il existe aussi la possibilité de bloquer l'autorisation de l'utilisateur à certains paramètres de commande de l'interface en garantissant ainsi une sécurité aux essais expérimentaux.

5.4.3 Le Filtre actif à structure tension

Il est constitué d'un onduleur triphasé à structure tension, relié au réseau par une inductance triphasé L_f de valeur réglable. L'onduleur de tension (Figure 5.15) est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs du type IGBT, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les drivers SKHI22 qui commandent chaque bras de l'onduleur sont alimentés avec une tension continue de 15 V.

Les signaux de commande des drivers (les ordres de commutation) sont de type C-MOS (0-15 V). En cas d'une faute d'alimentation ou d'une erreur des signaux de commande, les drivers sont bloqués et un signal d'erreur est généré.

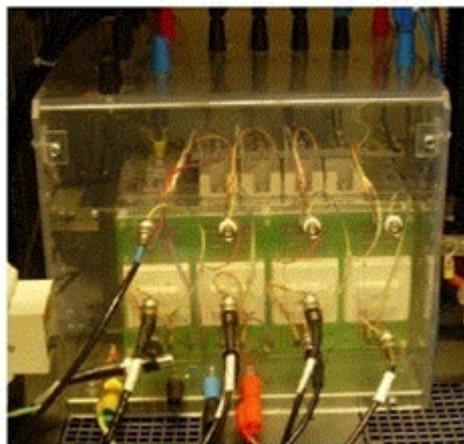


FIGURE 5.15 – Vue de l'onduleur de tension SEMİKRON.

Les modules de puissance SKM50GB123D qui contiennent les interrupteurs IGBT sont protégés contre des surtensions grâce à une résistance de "grille". L'objectif de la résistance

de grille R_g est de limiter la vitesse d'établissement du courant, évitant ainsi les surtensions induites par l'inductance parasites (câbles). Le choix d'une valeur importante de R_g a comme effet la protection des IGBT contre les surtensions à l'ouverture dans le cas d'un court-circuit, en contre-partie cela augmente les pertes de commutation. Le driver SKHI22 est capable de détecter un court-circuit en approximativement $4 \mu s$. L'IGBT peut supporter un courant de court-circuit de 10 fois la valeur de courant maximale ($10 \times 50 A$), avec une tension de (1200 V), pendant $10 \mu s$. Avec l'objectif d'éviter un court-circuit direct au moment d'une ouverture et d'une fermeture des IGBT complémentaires d'un même bras de l'onduleur, un "temps mort" est géré par les drivers de commande. Pendant le temps mort, les signaux de commande de driver n'exercent aucune commande sur l'état des IGBT. L'onduleur du montage didactique SEMIKRON possède un temps mort de $T_{dt} = 6 \mu s$.

5.4.4 La carte analogique à hystérésis

C'est un contrôleur de courant analogique qui comparera les courants de référence obtenus en sortie du système DSPACE avec les courants produits par le filtre actif afin de générer les ordres de commande d'onduleur. La figure 5.16 présente la photographie de la carte analogique intégrant la commande par hystérésis. Cette carte a été conçue et réalisée au sein du laboratoire LGEB. Elle est réalisée par des amplificateurs opérationnels de type LF 356 et des portes logiques CMOS.

Dans cette partie expérimentale, le comparateur à hystérésis, ne peut pas être implanté numériquement avec précision suffisante sur la carte DS1104 compte tenu de la période d'échantillonnage minimale limitée à $30 \mu s$. Pour cela, on a également choisi de réaliser analogiquement cette commande en raison des performances temps réels attendues.



FIGURE 5.16 – La photographie de la carte analogique.

La figure 5.17 présente le synoptique du circuit analogique qui réalise le comparateur à hystérésis

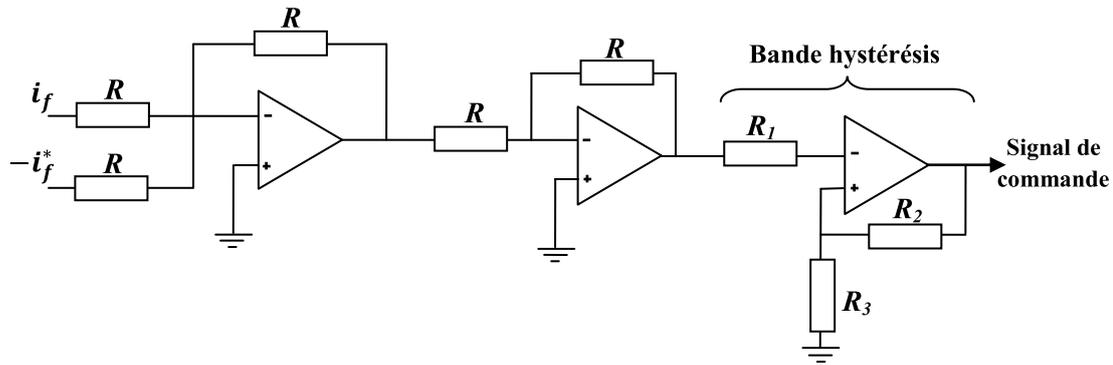


FIGURE 5.17 – Schéma synoptique du comparateur à hystérésis.

Pour chaque phase on compare d'abord le courant de référence i_f^* au courant injecté par le filtre actif i_f . Ensuite le signal obtenu est comparé avec la bande hystérésis afin de produire les ordres de commande des interrupteurs de l'onduleur. Les courants des trois phases du FAP sont contrôlés à l'aide de trois comparateurs, comme l'illustre la figure 5.18 [GH15-a].

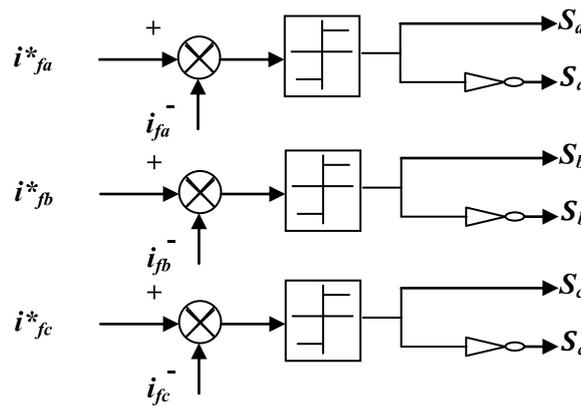


FIGURE 5.18 – Contrôle des trois bras par hystérésis.

En pratique et pour commander les interrupteurs d'un même bras de façon complémentaire, on a utilisé sur la carte analogique des portes logique de la famille CMOS 4000 pour commander l'interrupteur du haut et l'interrupteur du bas. Le driver utilisé permet d'éviter tout court-circuit entre deux interrupteurs d'un même bras d'onduleur tout en respectant un temps mort.

5.4.5 Résultats expérimentaux

5.4.5.1 Essais préliminaires

Avant d'insérer le FAP deux essais préliminaires, destinés à tester le bon fonctionnement de la carte analogique et les performances de l'hystérésis analogique ont été effectués par le groupe de recherche du LGEB. Ils sont destinés à s'assurer que la commande hystérésis

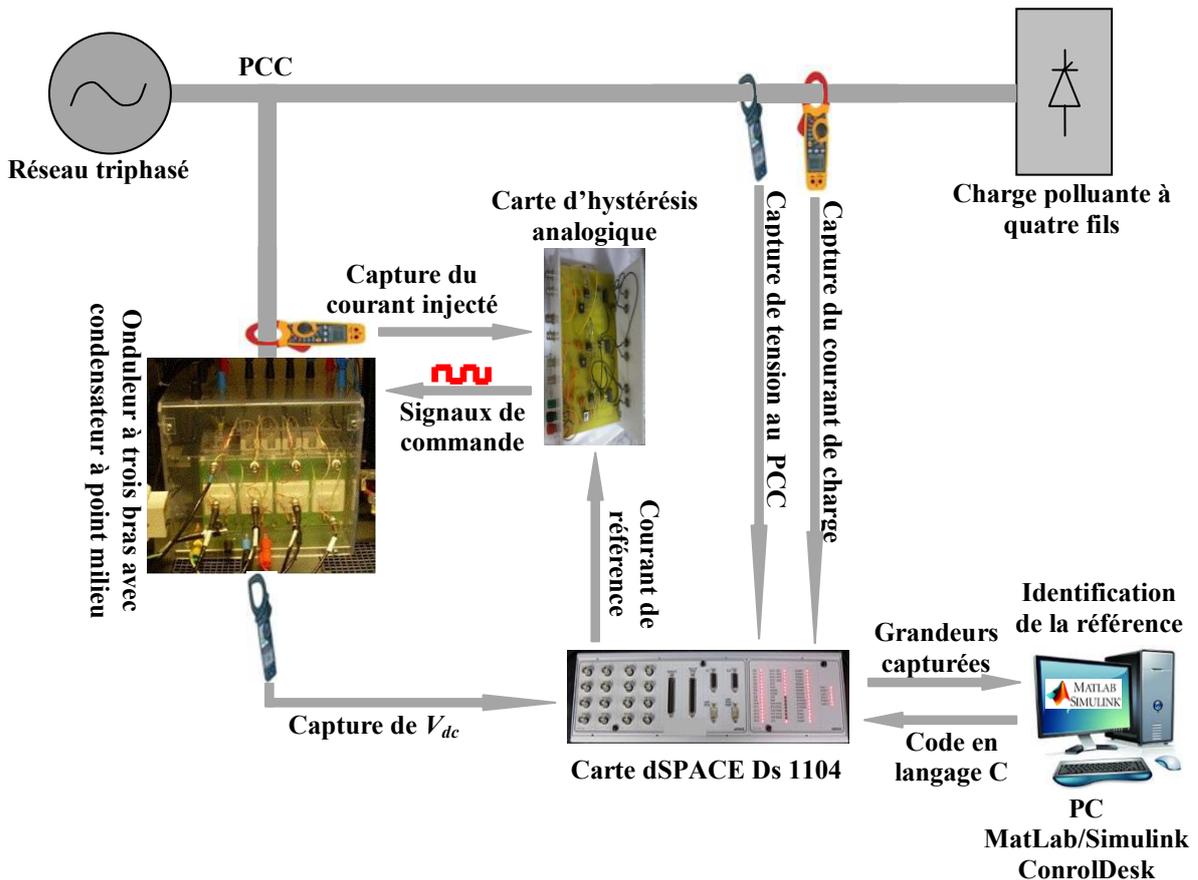


FIGURE 5.19 – Schéma unifilaire de principe de la plateforme expérimentale.

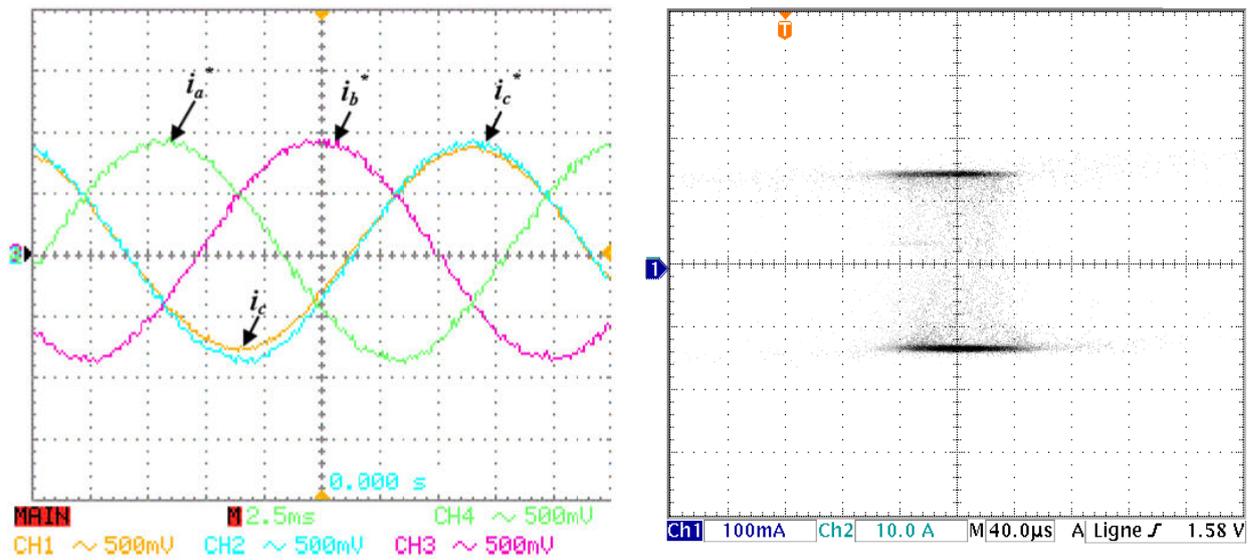
réalisée est capable de générer les courants de référence souhaités, en régime sinusoïdal, puis harmonique. Le premier essai est réalisé sans le réseau et la charge. Dans ce cas, le système DSPACE sert uniquement à la génération de trois références sinusoïdales de courant pour le filtre actif débitant dans trois inductances couplées en étoile. Le deuxième essai est réalisé avec le réseau et la charge afin d'imposer les références harmoniques de courant du système réel. Lors de cet essai, le filtre n'est pas connecté au réseau mais débite également dans trois inductances couplées en étoile.

Dans le premier essai, trois courants sinusoïdaux générés par le système DSPACE sont utilisés comme courants de référence i_{fa}^* , i_{fb}^* et i_{fc}^* . Les résultats expérimentaux obtenus dans cet essai montrent que les courants fournis par l'onduleur suivent effectivement leurs références (le cas de la phase c (Figure 5.20.a)). De plus on a montré dans cet essai la bande d'hystérésis de la carte analogique (Figure 5.20.b) ainsi que les impulsions des trois interrupteurs supérieurs des trois bras de l'onduleur (S_a, S_b, S_c), que chaque période de fonctionnement contient un tiers ($1/3$) où les interrupteurs ne changent pas d'état, ceci étant surtout visible dans la figure 5.21.a et b.

Dans le second essai l'onduleur n'est pas encore connecté au réseau il débite toujours dans trois inductances couplées en étoile. Pour réaliser cet essai, on a généré les trois courants de

référence par le système DSPACE en appliquant la méthode d'identification des puissances instantanées, avec le filtre FMV d'extractions de la fondamentale. Cet essai ne met pas en œuvre la régulation de tension du bus continu du filtre. L'objectif de cette étape est de s'assurer que la commande analogique réalisée permet au filtre actif de reproduire fidèlement les courants de référence. Cela est bien vérifié par la figure 5.22.a et b où l'on peut observer que les courants produits par le filtre suivent bien leurs références respectives.

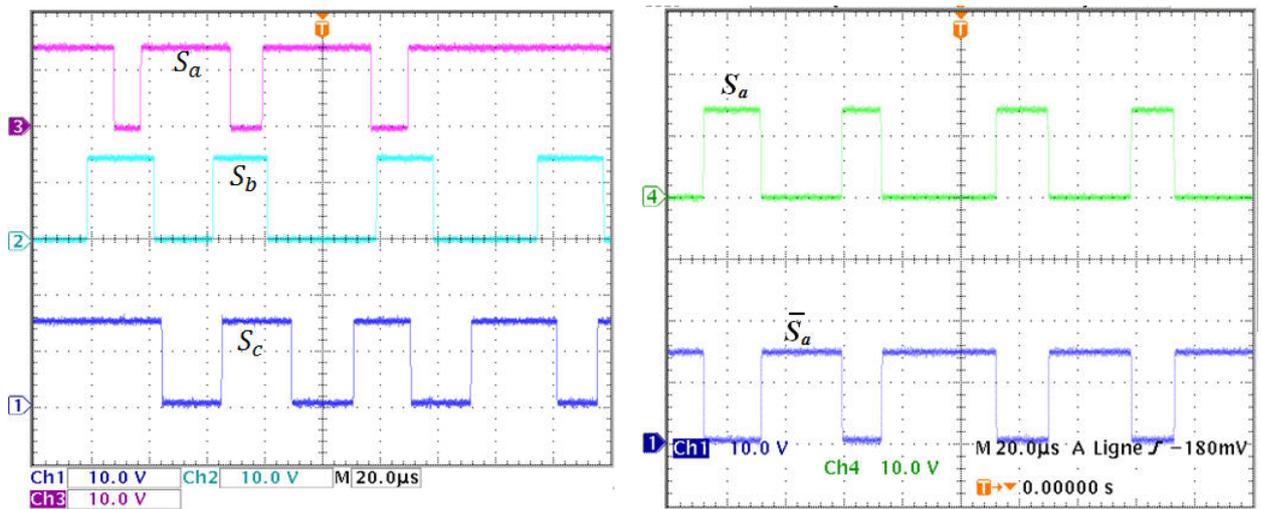
Les résultats expérimentaux des deux essais démontrent le bon comportement du filtre (l'onduleur). Les courants fournis par l'onduleur suivent bien leurs références, ce qui permet de travailler avec plus d'assurance, lors des prochains essais sur le système complet.



(a) Courants de référence générés par le DSP et courant mesuré de la phase c

(b) La bande d'hystérésis

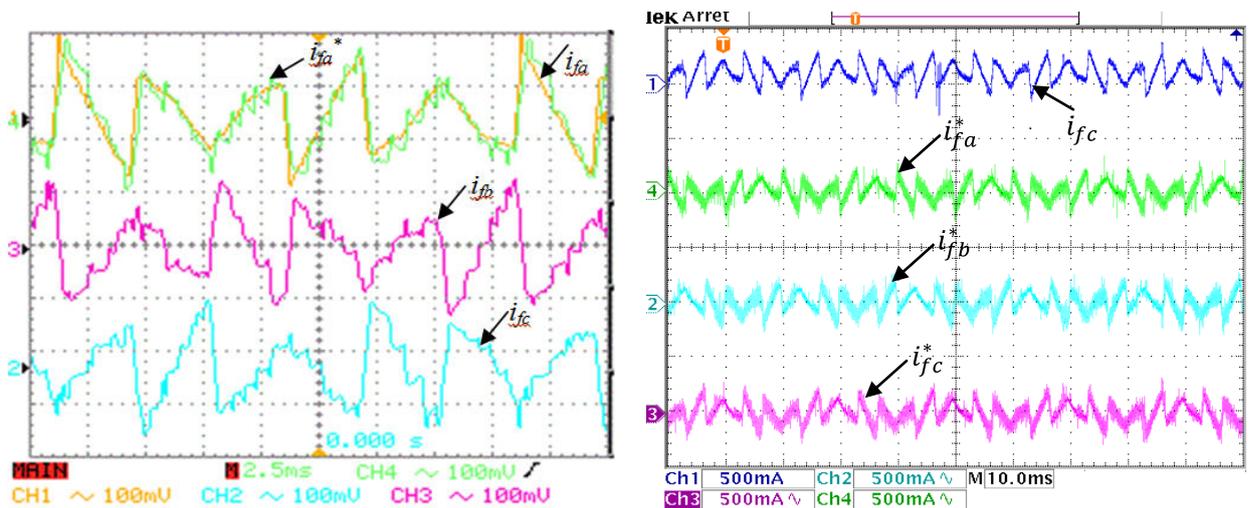
FIGURE 5.20 – Résultats expérimentaux.



(a) Impulsions des 3 interrupteurs supérieurs de l'onduleur

(b) Impulsions des interrupteurs d'un même bras de l'onduleur

FIGURE 5.21 – Signaux de commande à la sortie de comparateur à Hystérésis.



(a) Les trois courants de filtre actif et le courant de référence de la phase a générés par le DSPACE

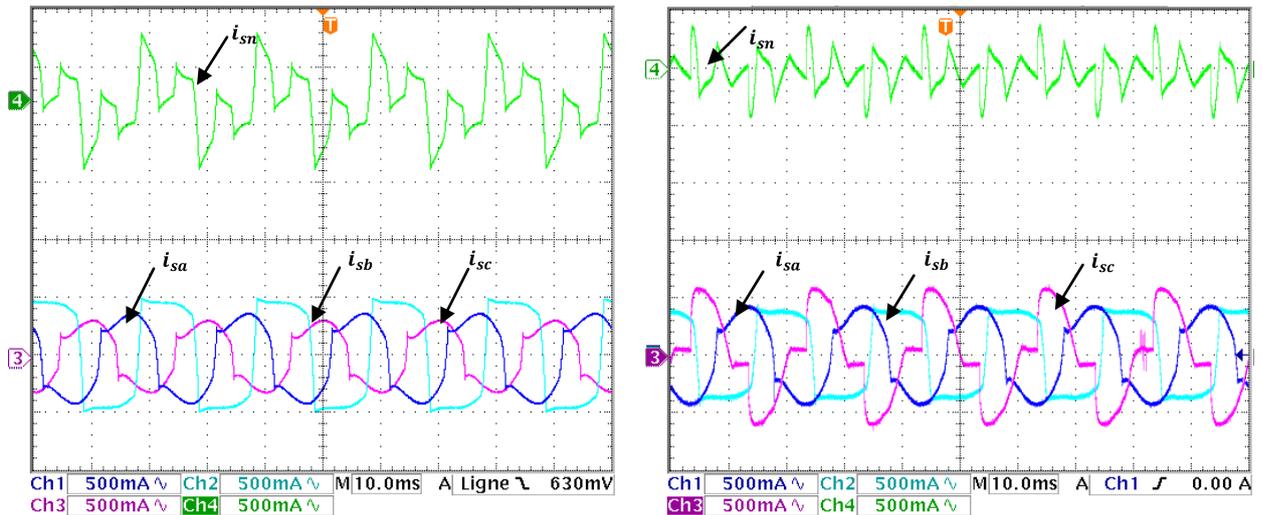
(b) Les trois courants de référence générés par le DSPACE et le courant de l'onduleur

FIGURE 5.22 – Résultats expérimentaux.

Maintenant pour confirmer les résultats obtenus à travers les simulations, le système complet incluant le FAP à quatre fils et la régulation de tension du bus continu est implémenté. Les courbes tracées précédemment à l'aide de MatLab-Simulink pour les deux cas déséquilibrés sont présentées dans ce qui suit après être visualisées et extraites de l'oscilloscope. Pour le cas des charges équilibrées, le FAP dans un réseau triphasé est déjà fait au niveau du LGEB dans d'autres travaux de recherches (Voir [BE15-a],[BE15-b] et [GH12]). Pour les allures du courant de la source on montrera ici celle qui correspond au FAP par régulateur flou-PSO.

5.4.5.2 Caractéristiques du courant de source avant filtrage

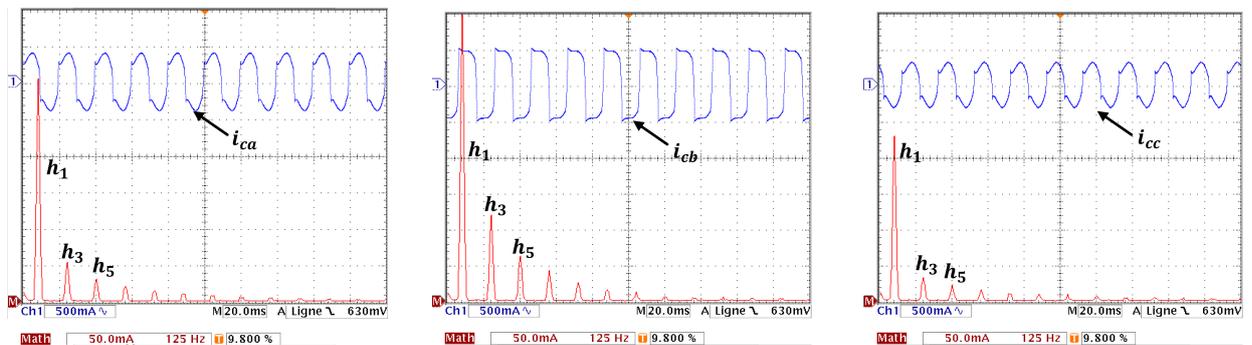
La figure 5.23.a et b donne la forme du courant de la source avant l'insertion du FAP pour le cas de la deuxième charge et la troisième charge successivement, le courant est pollué dans les phases et non nul dans le neutre. Cette pollution est confirmée par les spectres d'harmonique des deux figures 5.24 et 5.25 des deux charges examinées qui montrent bien la présence des harmoniques d'ordre impair dont les plus significatifs sont les premiers.



(a) Deuxième charge

(b) Troisième charge

FIGURE 5.23 – Résultats expérimentaux avant l'insertion du FAP.



(a) Phase a

(b) Phase b

(c) Phase c

FIGURE 5.24 – Courant de la deuxième charge et son spectre d'harmonique.

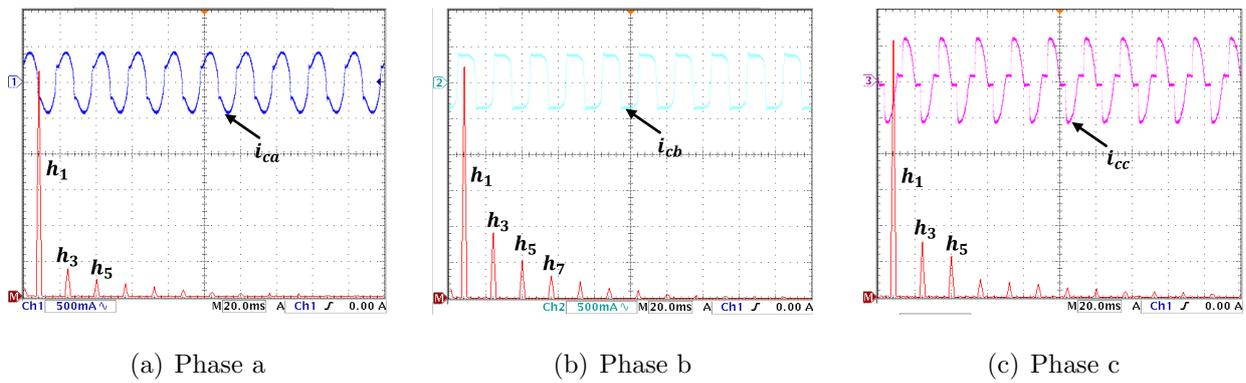


FIGURE 5.25 – Courant de la troisième charge et son spectre d’harmonique.

5.4.5.3 Raccordement du FAP

Dans cette section on mis le filtre actif en marche c-à-d le filtre actif est en parallèle avec la charge non linéaire et le réseau sous une tension $V_s = 94 \text{ V}$.

Les figures 5.26, 5.27, 5.28 et 5.29 représentent les performances du filtre actif sur le banc de test expérimental. Sur la figure 5.26.a et b, on montre la forme du courant au moment de l’insertion du FAP. L’insertion est faite sans remarquable passage par un régime transitoire provoquant une surintensité ou chute au niveau du courant de la source, ce qui ne présente aucun risque sur le bond d’essai et la qualité du filtrage dans ce régime est acceptable. Néanmoins, on observe que la forme du courant après ce régime pour le cas de la troisième charge possède des pics dans les phases b et c. Les figures 5.27 et 5.28 donnent par phase pour chaque charge, les formes du courant de la source, de la charge, de référence et du neutre.

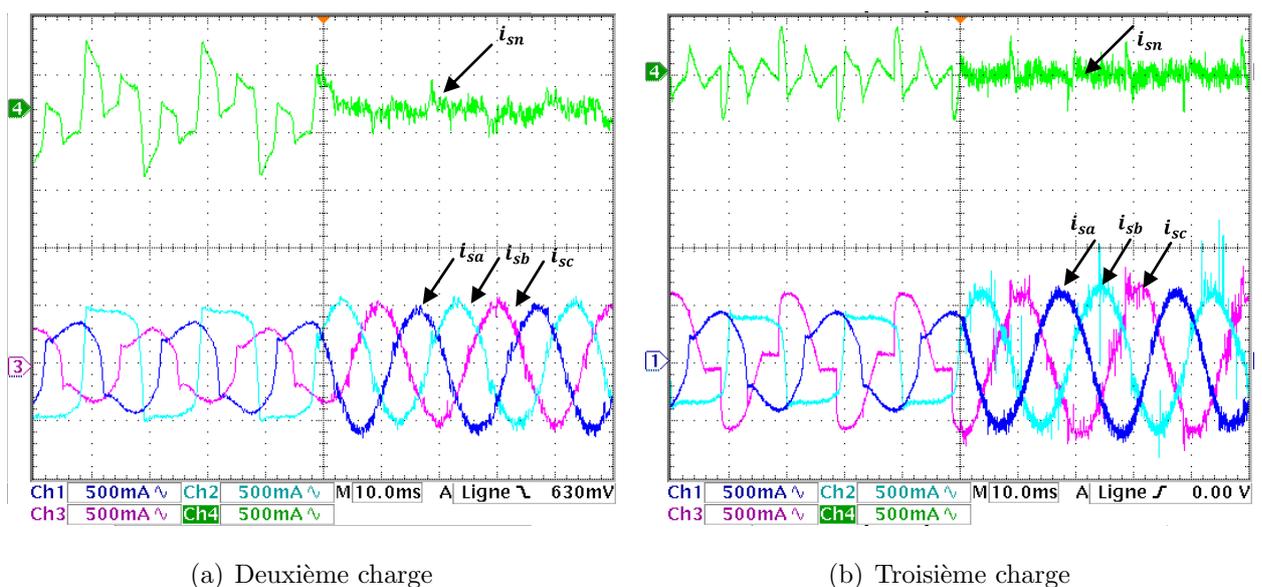


FIGURE 5.26 – Résultats expérimentaux lors de l’insertion du FAP.

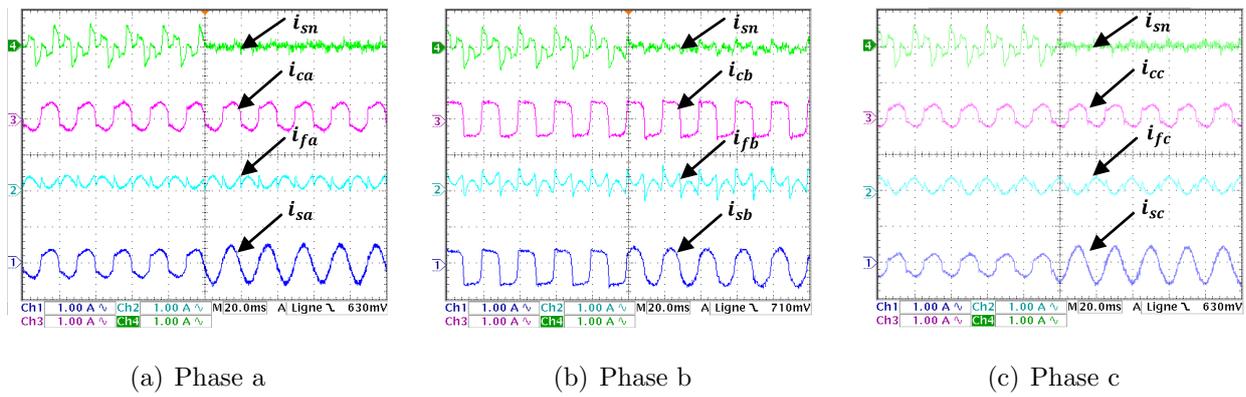


FIGURE 5.27 – Résultats expérimentaux de la deuxième charge lors de l'insertion du FAP.

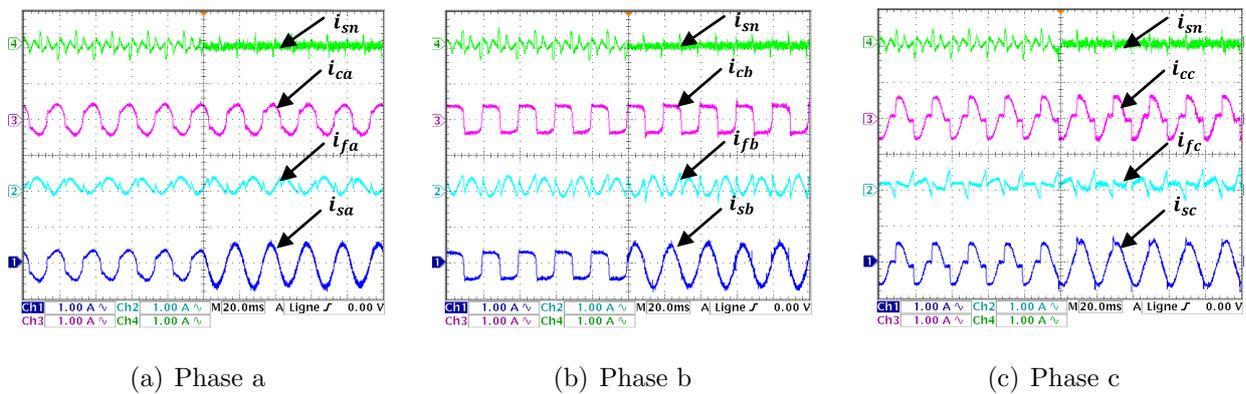


FIGURE 5.28 – Résultats expérimentaux de la troisième charge lors de l'insertion du FAP.

La figure 5.29 montre la tension du bus continu régulée par flou-PSO lors de l'insertion du FAP avec le courant du neutre. On voit qu'avant l'insertion, la tension du bus est d'environ 200 V : la capacité du bus continue est chargée initialement afin de protéger le réseau contre les surintensités provoquées par la charge de la capacité si elle n'est pas initialement chargée. Le régime transitoire du à l'insertion du filtre actif prend 750 ms puis la tension V_{dc} ce stabilise à 350 V, valeur de la tension V_{dc}^* , le courant du neutre est pratiquement nul.

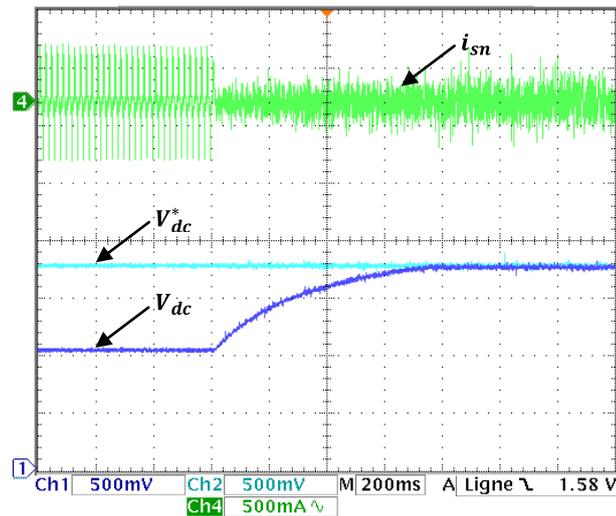


FIGURE 5.29 – Résultats expérimentaux lors de l’insertion du FAP.

5.4.5.4 Caractéristiques du courant de source après filtrage

La figure 5.30.a et b présente le courant de la source filtré pour les deux cas de charge examinés, sa forme général est sinusoïdale, l’amplitude des quelques pics observés auparavant diminue mais ils ne disparaissent pas. La déformation du courant filtré est encore visible dans les phases b et c de la troisième charge. Elle est confirmée par l’importante amplitude des harmoniques liée à ces phases par rapport au fondamental dans les spectres d’harmonique de la figure 5.32.a, b et c. L’existence de ces petits pics qui se répètent périodiquement est dus aux commutations des semi-conducteurs composant le gradateur, ainsi les performances du FAP se dégradent, ce qui explique la mauvaise forme du courant dans les autres phases et les THD_{is} élevés dans le cas de la troisième charge.

La figure 5.31.a, b et c montre le courant de la source et son spectre d’harmonique. On remarque sur ces spectres que les harmoniques sont pratiquement annulés par le FAP sauf le troisième harmonique qui est efficacement affaibli pour la deuxième charge et moins affaibli pour la troisième charge.

La courbe de la figure 5.33 montre que la tension et le courant de la phase a sont pratiquement en phase, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire et confirme expérimentalement la bonne aptitude du FAP à compenser l’énergie réactive par la méthode d’identification proposée.

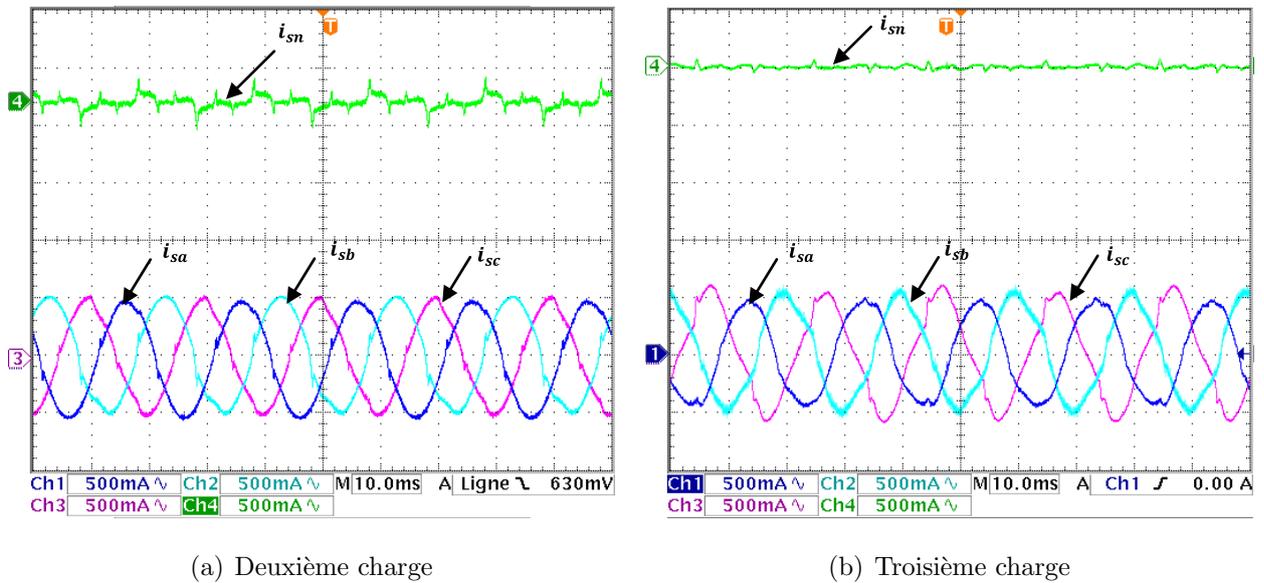


FIGURE 5.30 – Résultats expérimentaux après l’insertion du FAP.

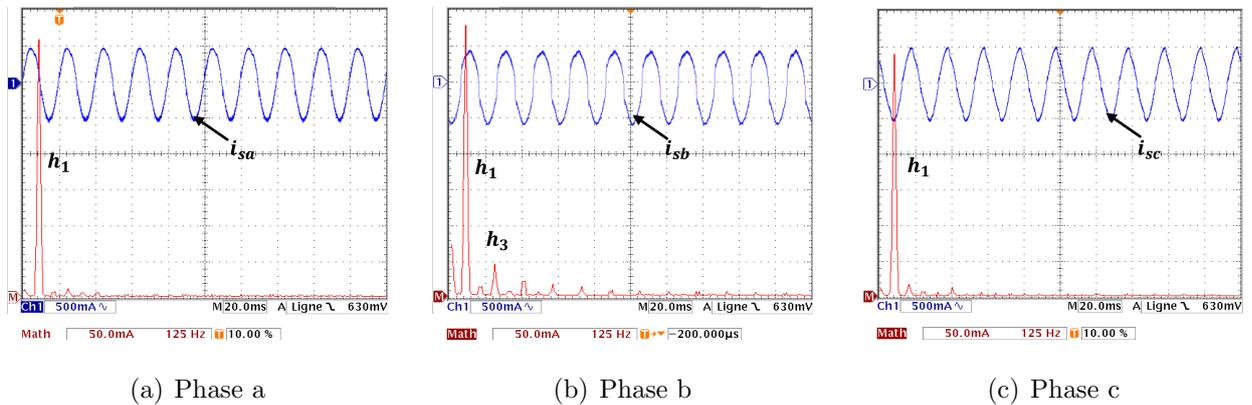


FIGURE 5.31 – Courant de la source et son spectre d’harmonique pour la deuxième charge.

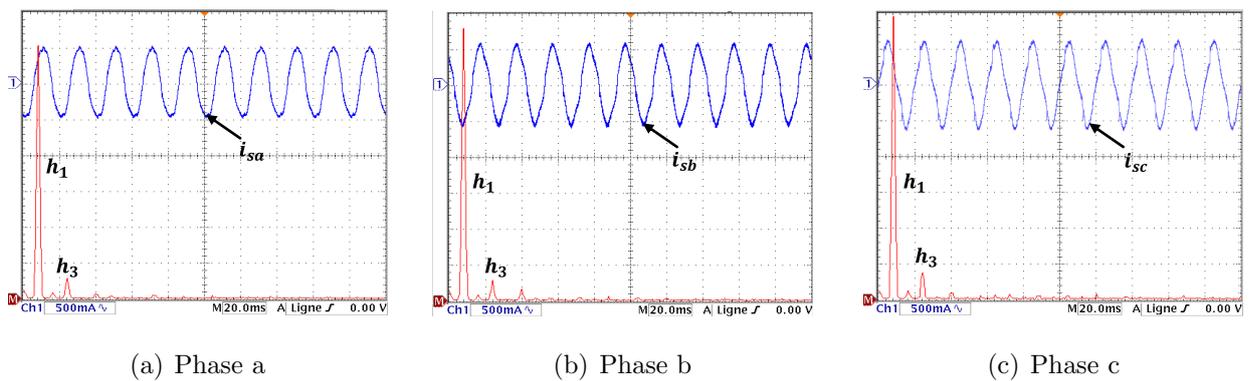


FIGURE 5.32 – Courant de la source et de son spectre d’harmonique pour la troisième charge.

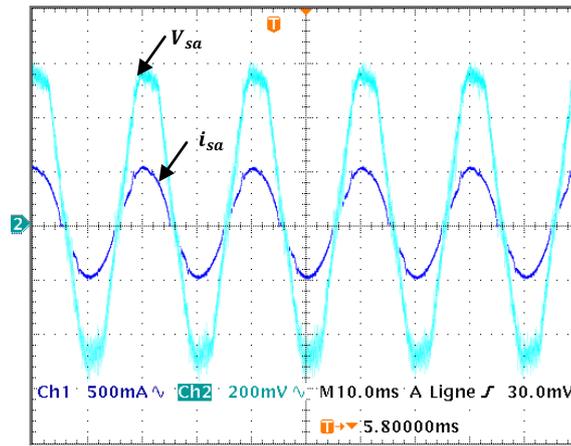


FIGURE 5.33 – Résultats expérimentaux : Courant et tension de la source pour la deuxième charge.

5.4.5.5 Réponse lors de la variation de charge et de la tension V_{dc}

De la figure 5.34 il est clair que la forme générale du courant lors de l'augmentation de la charge reste sinusoïdale, cette augmentation a provoqué l'augmentation des harmoniques dans le courant du neutre qui étaient avant très faibles mais visible (Figure 5.30.a), sa signification est que les THD_{i_s} ont augmenté avec l'augmentation de la charge, mais ils restent toujours inférieurs à la limite imposée par la norme IEEE 519-2014. Les harmoniques impaires d'ordre multiple de trois existant dans les trois phases et qui ont augmenté avec la variation de charge s'additionnent dans le neutre provoquant une augmentation triple de ces harmoniques dans ce dernier tel que l'on peut observer dans la figure 5.34. L'augmentation des THD_{i_s} est explicable par les limites du FAP et par le fait qu'il a été dimensionné pour les conditions qui prévalent avant cette variation de charge.

A partir des courbes de la figure 5.35.a et b on observe que la forme du courant dans les phases reste sinusoïdale après la variation de charge. La tension V_{dc} subit une déformation durant le régime transitoire influençant le courant de la source avant de se stabiliser autour de sa référence avec les deux régulateurs. Enfin, la figure 5.36.a et b montre les allures de la tension du bus continue lors du double changement de sa tension de référence.

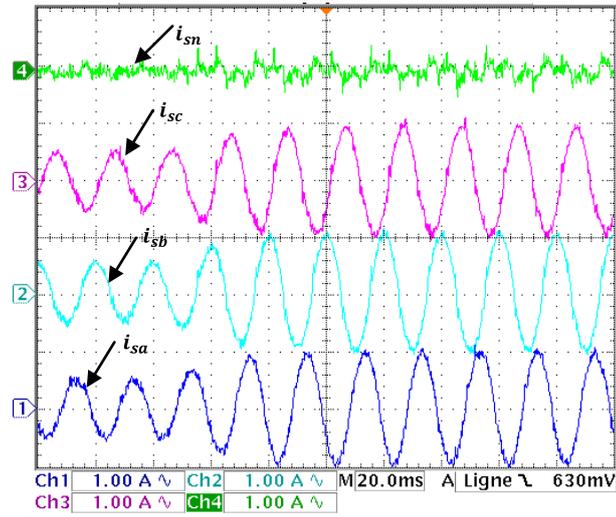


FIGURE 5.34 – Résultats expérimentaux : courant de la source lors de la variation de la deuxième charge.

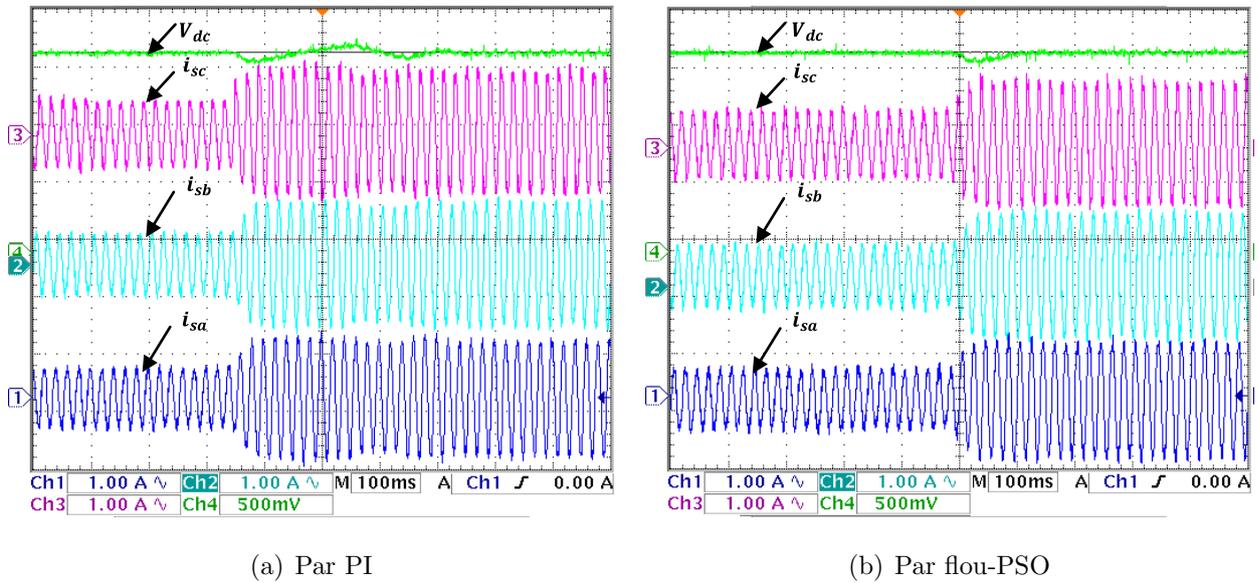


FIGURE 5.35 – Résultats expérimentaux : variation de la charge.

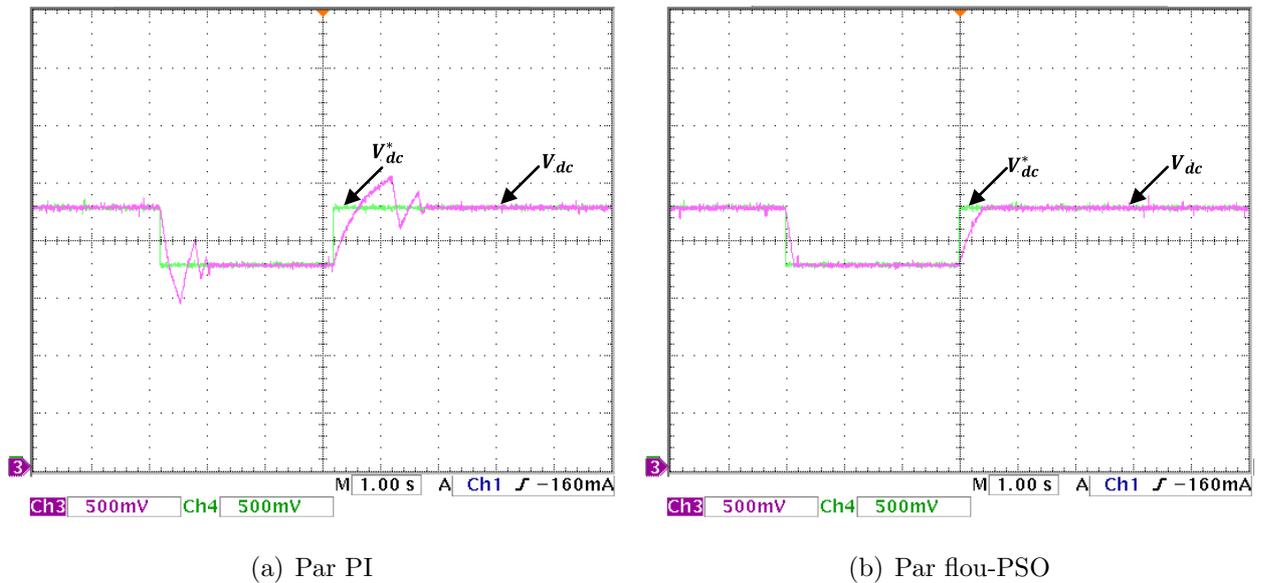


FIGURE 5.36 – Résultats expérimentaux : variation de la tension de référence du bus continu.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la méthode d'optimisation PSO a été proposée en vue d'optimiser les paramètres du régulateur flou. Des tests par simulation sur le FAP à quatre fils avec les régulateurs PI et flou-PSO ont été réalisés.

Une description détaillée des différentes parties du système expérimental a été faite. Deux tests préliminaires ont été effectués, puis le système expérimental global a été validé, la validité de la carte d'hystérésis a été montrée et les simulations et la validation expérimentale ont donné des résultats pratiquement identiques. Dans tous les cas testés la régulation de V_{dc} aussi bien que la forme du courant de la source étaient acceptables.

Avec la méthode d'optimisation PSO l'objectif, qui est la minimisation de l'erreur, est atteint. L'erreur de V_{dc} et le temps de réponse par le régulateur flou-PSO sont nettement améliorés par rapport au régulateur PI classique, alors que le THD_{is} obtenu avec le régulateur flou-PSO reste légèrement supérieur à celui d'un régulateur PI.

Conclusion Générale

Le travail de recherche présenté dans cette thèse apporte une contribution aux techniques de commande artificielles et non-artificielles, permettant d'améliorer les performances du filtre actif parallèle dans un réseau triphasé basse tension avec distribution du fil neutre.

Après avoir présenté les principaux types de perturbations dégradant la qualité d'énergie, leurs origines et effets néfastes, les normes en vigueur et les solutions envisagés ont été présentées. Le filtre actif parallèle à quatre fils à été retenu par la suite, d'une part à cause de son efficacité et sa flexibilité, d'autre part du fait que dans le réseau basse tension, où le neutre est distribué, le filtrage des harmoniques est nécessaire pour le neutre. Les différents éléments constituant le filtre ont été détaillés. Ensuite cette thèse est portée vers la partie commande du filtre.

La première phase de cette recherche concernait l'extraction du courant de référence. Dans ce cadre on a développé et examiné à travers la simulation, six techniques d'identification du courant polluant. Deux techniques sont à base des réseaux de neurones de type Adaline.

Dans la second phase qui concernait la partie régulation de la tension du bus continu, on a développé deux techniques basées sur la logique floue, la technique ANFIS, une technique basée sur l'optimisation des gains du régulateur flou par PSO et la technique Backstepping en exploitant la philosophie de stabilité au sens de Lyapunov.

Le filtre actif parallèle à quatre fils pu être simulé à partir du logiciel MatLab. A ce niveau, des comparatifs entre les différentes approches ont été menés.

Finalement, la structure complète du filtre actif parallèle à quatre fils à été validée expérimentalement, en identifiant la perturbation par la méthode SRF avec FRNA et en régulant la tension du bus continu par flou-PSO et PI.

En première conclusion, on peut affirmer que l'objectif de cette thèse est atteint. Les résultats obtenus avec les méthodes intelligentes était très satisfaisantes et dépassent ceux des approches utilisant les techniques classiques en terme de réduction du taux de distorsion harmonique du courant et compensation de l'énergie réactive.

Les propriétés qui peuvent être tirées des différentes approches sont :

- Les méthodes d'identification classiques donnent de bons résultats, en terme d'extraction des perturbations, et peuvent être améliorées en utilisant les filtres multi-variables hautement sélectifs à la place des filtres passe bas ou passe haut.
- La stratégie d'identification directe basée sur les réseaux de neurones s'avère simple et de nature très homogène, contrairement aux approches classiques. Cette caractéristique peut être avantageusement exploitée en termes d'optimisation des ressources logiciel et/ou matériel lors de l'implantation numérique. Le point faible de cette stratégie est la non validité pour les systèmes à quatre fils ou la charge est déséquilibrée, car le courant du déséquilibre dans le neutre ne sera pas éliminé.
- La méthode du référentiel synchrone avec filtre par réseau de neurone permet de résoudre ce problème en utilisant un filtre d'extraction neuronal de type Adaline.
- Le régulateur PI malgré sa simplicité, présente des limites dans la régulation.
- Le régulateur flou standard permet d'atteindre des meilleurs résultats par rapport au régulateur PI en améliorant le temps de réponse et l'erreur dynamique. La régulation floue adaptative offre une excellente robustesse par rapport aux autres régulateurs surtout vis-à-vis la variation des paramètres du filtre actif. L'application de l'ANFIS a donné des performances satisfaisantes en utilisant les données obtenues à partir du régulateur flou à gain adaptatif, tout en réduisant le nombre de fonctions d'appartenance et en les concevant automatiquement grâce à l'apprentissage par réseau de neurone.
- L'utilisation de l'algorithme PSO permet de surpasser le problème du choix des gains à l'entrée et à la sortie du régulateur flou, tout en donnant des performances de régulation et de filtrage meilleurs par rapport au régulateur flou.
- De plus, on a montré que les résultats expérimentaux présentés dans ce travail s'accordaient avec les simulations.

Finalement, les perspectives de recherche qu'on peut tirer sont :

- L'exploitation de la propriété sélective des harmoniques a été éliminée par les réseaux de neurones ce qui permet de simplifier l'identification dans les filtres hybrides dans les réseaux triphasés à quatre fils et avec la méthode SRF neuronale, tout en garantissant une grande efficacité et robustesse.
- La validation expérimentale des résultats non validés.

- L'investissement dans d'autres techniques intelligentes et d'autres méthodes d'optimisation pour obtenir des résultats meilleurs que celles du PSO.
- Travailler sur les combinaisons série-parallèle, vu les avantages qu'elles offrent notamment la dépollution du courant et de la tension, la compensation des creux et des déséquilibres.

Annexe A

Les Filtres d'Extraction

A. Filtre Passe Bas ou Passe Haut

Les types de filtre d'extraction utilisés sont présentés à la figure A.1 :

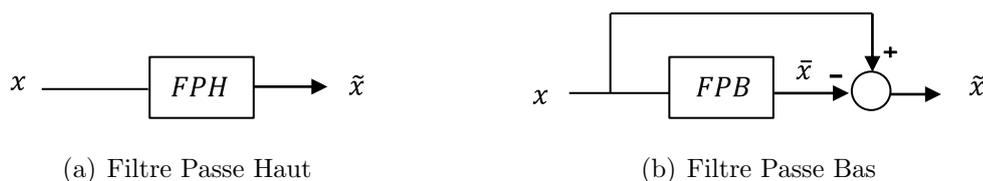


FIGURE A.1 – Filtres d'extraction.

Dans ce travail un filtre passe bas de type Butterworth est utilisé grâce à sa réponse adéquate. Un filtre du second ordre offre une relation appropriée entre la réponse transitoire et les caractéristiques d'atténuation requises. Les filtres d'ordre plus élevés offrent de meilleures caractéristiques de filtrage mais le temps de résolution est relativement grand.

L'utilisation d'un filtre passe-bas ou passe-haut pour l'extraction des composantes harmoniques, permet d'obtenir une élimination plus ou moins suffisante de la composante continue, car, pour obtenir une extraction satisfaisante, le régime dynamique est lent. En général, la fréquence de coupure est choisie basse, entre 5 et 35 Hz, ce qui engendre une instabilité du filtre actif lors de variation rapide de la charge. Dans le cas contraire, si l'on choisit une fréquence de coupure plus élevée, la précision de détermination de la composante alternative est altérée et peut s'avère insuffisante. Pour ces raisons, un nouveau type de filtre nommé Filtre Multi-Variables est utilisé.

B. Filtre Multi-Variables

Le principe de base du Filtre Multi-Variables s'appuie sur les travaux de Song Hong Scok, il est basé sur l'extraction de la composante fondamentale des signaux, directement selon les axes $\alpha\beta$.

Le filtre multi-variables est très important pour construire une méthode d'extraction insensible dans le cas de déséquilibre de tension d'alimentation, soit pour le calcul des puissances instantanées, ou pour l'utilisation d'un circuit à PLL [GH09].

Dans [SC01] l'auteur avait démontré comment obtenir la fonction de transfert d'une intégration dans un référentiel lié au synchronisme. Il obtient l'expression suivante :

$$H(s) = \frac{V_{xy}(s)}{U_{xy}(s)} = \frac{s + j\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (\text{A.1})$$

En fait, si on trace le diagramme de Bode de cette fonction de transfert on remarque que c'est un filtre passe bande. Si maintenant, on remplace $U_{xy}(s)$ par $X_{\alpha\beta}(s)$ et $V_{xy}(s)$ par $\hat{X}_{\alpha\beta}(s)$ et que on introduise une constante K . on obtient :

$$H(s) = \frac{\hat{X}_{\alpha\beta}(s)}{X_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(s + K) + j\omega}{(s + K)^2 + \omega^2} \quad (\text{A.2})$$

Cette expression peut être réécrite de la manière suivante [BEN04] :

$$H(s) = \frac{\hat{X}_\alpha(s) + j\hat{X}_\beta(s)}{X_\alpha(s) + jX_\beta(s)} = K \frac{(s + K) + j\omega}{(s + K)^2 + \omega^2} \quad (\text{A.3})$$

Selon les axes $\alpha\beta$, les expressions liant les composantes $\hat{X}_{\alpha\beta}$ en sortie du FMV aux composantes d'entrée $X_{\alpha\beta}$ sont les suivantes :

$$\hat{x}_\alpha(s) = \left(\frac{K}{s}[x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s}\hat{x}_\beta(s)\right) \quad (\text{A.4})$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \left(\frac{K}{s}[x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] + \frac{\omega}{s}\hat{x}_\alpha(s)\right) \quad (\text{A.5})$$

$x_{\alpha\beta}$: Le signal électrique d'entrée selon les axes $\alpha\beta$ de nature tension ou courant,

$\hat{x}_{\alpha\beta}$: Les composantes fondamentales de $x_{\alpha\beta}$,

K : Constante à fixer,

$\omega_c = 2\pi f_c$: Pulsation fondamentale du réseau [GH09][BEN04].

Le schéma de ce filtre est représenté par la figure A.2 ci-dessous.

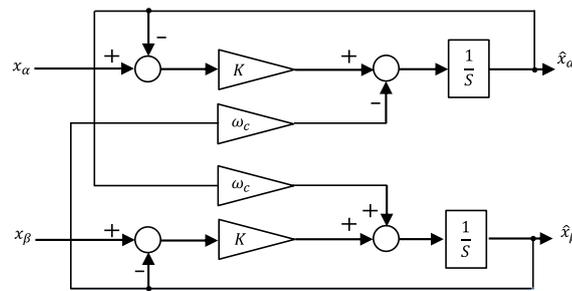


FIGURE A.2 – Schéma du FMV.

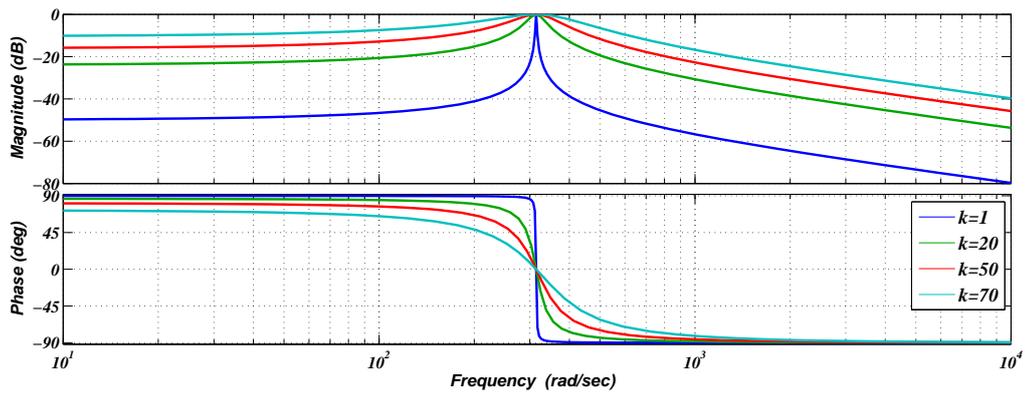


FIGURE A.3 – Diagramme de Bode d'un FMV.

Le tracé de la fonction de transfert du FMV de l'équation A.3, pour différentes valeurs de K , a donné la figure A.3, cette figure illustre les performances du FMV accordé sur la fréquence fondamentale. On remarque qu'il n'y a pas de déphasage à la pulsation fondamentale. On peut noter aussi que la sélectivité augmente lorsque K diminue.

Bibliographie

- [AB08-a] M. M. ABDUSALUM, P. POURE and S. SAADATE. « *Study and Experimental Validation of Harmonic Isolation Based on High Selectivity Filter for Three-Phase Active Filter* ». IEEE-Transactions on industry applications, 978-1-4244-1666, 2008.
- [AB08-b] 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-France, 2008.
- [AK83] H. AKAGI, Y. KANAZAWA et A. NABAE. « *Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits* »; Proceeding 1983 International power electronics conférence, Tokyo, Japan, p.1375-1386, 1983.
- [Ak99] H. AKAGI, S. OGASAWARA and H. KIM. « *The Theory of Instantaneous Power in Three-Phase Four-Wire Systems : A Comprehensive Approach* ». IEEE, p. 432, 1999.
- [AK01] H. AKAGI, S. OGASAWARA and H. KIM. « *The Theory of Instantaneous Power in Three-Phase Four-Wire Systems and its Applications* ». Electrical engineering in Japan, V. 135, p. 74-86, Mai 2001.
- [AK05] H. AKAGI. « *Active Harmonic Filters* ». IEEE, V. 93, N° 12, p. 2128-2141, 2005.
- [AK10] H. AKAGI et R. KONDO. « *A Transformerless Hybrid Active Filter Using a Three-Level Pulse width Modulation (PWM) Converter for a Medium-Voltage Motor Drive* ». IEEE transactions on power electronics, V. 25, N°. 6, Juin 2010.
- [AL02] M. Al. ALALI. « *Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Électriques Basse Tension* ». Thèse Doctorat de l'Université Louis Pasteur-Strasbourg I, 2002.
- [AR97] M. AREDES et J. HAFNER et K HEULMANN. « *Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies* ». IEEE Transactions on Power Electronics, V. 12. n° 2. p. 311-318, 1997.

- [AR08] Ch. ARNOUX, « *Les Harmoniques* », Fiche d'application, Ed 1, Service Communication, France, Mai 2008.
- [AZ02] D. AL. AZARD. « *Régulation LQ/LQG* ». Notes de cours-Toulouse-France, 2002.
- [BA07] J. BALCELLS, M. LAMICH et G. CAPELLA. « *LC Coupled Shunt Active Power Filter (APF) : New Topology and Control Method* ». Electrical Power Quality and Utilisation, 2007.
- [BA08] S. BARKAT. « *Modélisation et Commande d'un Onduleur à Sept Niveaux à Diodes Flottantes* ». Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2008.
- [BE00] S. BERNARD et G. TROCHAIN. « *Compensation des Courants Harmoniques Générés Par les Ordinateurs Grâce à un Compensateur Actif d'Harmoniques Révolutionnaire* ». MGE UPS SYSTEMS MGE0128FRI, France, Janvier 2000.
- [BE03] M. C. BENHABIB, E. JACQUOT et S. SAADATE. « *An Advanced Control Approach for a Shunt Active Power Filter* ». International Conference on Renewable Energy and Power Quality, Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique-Nancy-France, 2003.
- [BE09] B. BELMESSAOUD et T. MAHNI. « *Évaluation de la Stabilité Statique en Tension utilisant la Méthode de Load Flow Continu* ». Mémoire d'ingénieur, École Nationale Polytechnique d'Alger, 2009.
- [BE11] N. BELHAOUCHET. « *Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Énergie* ». Thèse de doctorat, Université de Setif, 2011.
- [BE13] A. BECHOUCHE. « *Utilisation des Techniques Avancées pour l'Observation et la Commande d'une Machine Asynchrone : Application à une Éolienne* ». Thèse de doctorat, Université de Tizi-Ouzou, Avril 2013.
- [BE14-a] Y. BEKAKRA, D. BEN ATTOUS. « *Optimal Tuning of PI Controller using PSO Optimization for Indirect Power Control for DFIG Based Wind Turbine with MPPT* ». International Journal of System Assurance Engineering and Management, Springer, V. 5, p. 219-229, Septembre 2014.
- [BE14-b] Y. BEKAKRA. « *Contribution à l'Étude et à la Commande Robuste d'un Aéro-générateur Asynchrone à Double Alimentation* ». Thèse de doctorat, Université de Biskra, Septembre 2014.

- [BE15-a] M.T. BENCHOUIA, I. GHADBANE, A. GOLEA, K. SRAIRI et M.E.H. BENBOUZID. « *Implementation of Adaptive Fuzzy Logic and PI Controllers to Regulate the DC Bus Voltage of Shunt Active Power Filter* ». Applied Soft Computing, N° 28, p. 125-131, 2015.
- [BE15-b] M.T.BENCHOUIA, T.MAHNI, A.GOLEA, K. SRAIRI et M.H. BENBOUZID. « *DSPACE Based Adaptive Fuzzy Controller of DC Bus Voltage for Three-Phase Power Filter* ». 2015 International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART).
- [BEB04] T. BENSLIMANE. « *Commande Numérique d'un Filtre Actif Parallèle Autonome* ». Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, 2004.
- [BEN98] L. BENCHAITA. « *Étude, 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-France, 1998.
- [BEN04] 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-France, 2004.
- [BER98] S. BERNARD et G. TROCHAIN. « *Deuxième Génération de Compensateur Actif d'Harmoniques Forte Capacité Basé sur le Mode d'Injection du Courant* ». MGE UPS SYSTEMS MGE0121UKI, p. 3 ,1998.
- [BL08] C. BMUM et D. MERKLE . « *Swarm Intelligence, Introduction and Applications* ». Springer- Verlag Berlin Heidelberg, 2008.
- [BR99] N. BRUYANT. « *Etude et Commande Généralisées de Filtres Actifs Parallèles, Compensation Global ou Sélective des Harmoniques, Régime Équilibré ou Déséquilibré* ». Thèse de doctorat de l'université de Nantes, France, 1999.
- [BU94] J. J. BUCKLEY et Y. HAYASHI. « *Fuzzy Neural Networks : A Survey* ». Fuzzy Sets Sys, 66, p. 1-13, 1994.
- [CA09] G. CALAS. « *Optimisation par essaim de Particules* ». EPITA : Ecole d'Ingénieurs en Informatique-France, 2009.
- [CA01] R. CALVAS.« *Les Perturbations Électriques en BT* ». Chaier technique, Schneider Electric, N° 141, 2001.
- [CH00] A. CHANDRA, B. ZINGH, B.N. ZINGH, K. AL-HADDAD.« *An improved control algorithm of shunt Active Filter for Voltage Regulation, Harmonic Elimination,*

- Power Factor Correction and Balancing of Nonlinear Loads* ». IEEE Trans. on power electronics, V. 15, N°. 3, p. 495-507, Mai 2000.
- [CH04] Q. CHEN, Z. CHEN et M. MCCORMICK. « *The Application and Optimization of C-type Filter in a Combined Harmonic Power Filter* ». 35th Annual IEEE, Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [CH10] A. CHAOUI. « *Filtrage Actif Triphasé pour Charges Non-Linéaires* ». Thèse de doctorat, Université de Setif, 2010.
- [CL02] M. CLERC et J. KENNEDY. « *The Particle Swarm : Explosion, Stability, and Convergence in a Multi-Dimensional Complex Space* ». In Proceedings of the IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2002.
- [CL03] M. CLERC. « *Exemple de Logiciel d'OEP sans Paramètres de Réglage. Tribes, ou la Coopération de Tribus* ». Séminaire Optimisation par Essaim Particulaire OEP'03. Paris, Octobre 2003.
- [CO99] C. COLLOMBET J. M. LUPIN Et J. SCHONEK. « *Perturbations Harmoniques dans les Réseaux Pollués et Leur Traitement* ». Extrait du Cahier technique n° 152, Schneider Electric, 1999.
- [CO09] P. COCHETEUX, A. VOISIN, E. LEVRAT et B. IUNG. « *Méthodologie pour l'Evaluation de Perte de Performance Système dans le Cadre d'une Maintenance Prévisionnelle* ». 3^{mes} Journées Nationales MACS, JD-JN-MACS Angers, France. 2009.
- [COO10] Y. COOREN. « *Perfectionnement d'un Algorithme Adaptatif d'Optimisation par Essaim Particulaire. Applications en Génie Médical et en Électronique* ». Thèse de Doctorat en Sciences. Université de Paris 12 Val de Marne, mars 2010.
- [COL10] I. COLAK, E. KABALCI et R. BAYINDIR. « *Review of Multilevel Voltage Source Inverter Topologies and Control Schemes* ». Energy Convers Manage, 2010.
- [DA97] P. K DASH, D. P. SWAIN, A. ROUTARY et A.C. LIEW. « *An Adaptive Neural Network Approach for the Estimation of Power System Frequency* ». Electric power systems research, V. 41, p. 203-210, 1997.
- [DA04] J. C. DAS. « *Passive Filters-Potentialities and Limitations* ». IEEE Transactions on Industry Applications, V. 40, 2004.
- [DE98] T. DEFLANDRE et P. MAURS. « *Les Harmoniques sur les Réseaux Électriques* ». Direction des Études et Recherche en France -Edition EYROLLES, 1998.

- [DE12] H. DENOUN. « *Contribution à l'Etude et Réalisation des Convertisseurs AC/DC à M.L.I à Facteur de Puissance Unitaire* ». Thèse Doctorat, Université de Tizi Ouzou, 2012.
- [DI97] J. DIXON, J. CONTARDO. « *DC Link Fuzzy Control for an Active Power Filter, Sensing the Line Current Only* ». Power Electronics Specialists Conference, 1997.
- [DJ07] H. DJEGHLOUD. « *Filtrage Actif de Puissance* ». Thèse de doctorat, Université de Mentouri-Constantine, p. 3, 2007.
- [DR93] D. DRAINCOV, H. HELLENDORRN et M. REINFRANK. « *An Introduction to Fuzzy Control* ». Springer Verlag, 1993.
- [DZ11] S. R. DZONDE NAOUSSI. « *Implantation des Réseaux Neuromémitiques sur Cible FPGA : Application à l'Intégration d'un Système de Filtrage Actif* ». Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Stasbourg, (France) 2011.
- [EB00] R. EBERHART et Y. SHI. « *Comparing Inertial Weights and Constriction Factor in Particle Swarm Optimization* ». Proceeding of the International Congress on Evaluation of Computation, San Diego, California, IEEE Service Center, Piscataway, NJ, p. 84-88, 2000.
- [EB01] R. C. EBERHART, Y. SHI et J. KENNEDY. « *Swarm Intelligence. The Morgan Kaufmann Series in Artificial Intelligence* ». Morgan Kaufmann, San Francisco, CA, USA, 2001.
- [EL00] A. ELMITWALLY and A. S. ABDELKADER. « *Neural Network Controlled Three-Phase Four Wire Shunt Active Power Filter* ». Generation, IEE Proceedings on Transmission and Distribution, V. 147. N° 2. p. 87-92, 2000.
- [ES07] G. ESCOBAR et G. A. A. VALDEZ. « *A Model-Based Controller for A Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter With Compensation of the Neutral Line Current* ». IEEE Transactions on Power Electronics, V. 22. N° 6, p. 2261-2270, 2007.
- [EX02] I. EXEBERRIA-OTADUI. « *Evaluation of Different Strategies for Series Voltage Sag Compensation* ». IEEE, P. 1797-1802, 2002.
- [FE01] P. FERRACCI. « *La Qualité de l'Énergie Électrique* ». Extrait du Cahier technique n° 199, Schneider Electric, 2001.
- [FI92] J. N. FIORINA. « *Onduleurs et Harmoniques* ». Cahier Technique Merlin Gerin n° 159, Juin 1992.

- [FO05] F. FORNANI, R. PROCOPIO and H. J. BOLLEN. « *SSC Compensation Capability of Unbalanced Voltage Sags* ». IEEE Transaction on Power Delivery, V. 20, N° 03, p 2030-2037, Juillet 2005.
- [GA05] X. D. T. GARCIA, A. ARIAS, M. G. JAYNE, P. A. WITTING, V. M. SALA et J. L. ROMERAL. « *New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Three-level Inverter* ». Automatika, p. 73-81, 2005.
- [GH09] I. GHADBANE. « *Commande d'un Filtre Actif Triphasé Parallèle Par Différents Régulateurs* ». Mémoire de magistère, Université Mohamed Kheider-Biskra, 2009.
- [GH12] I. GHADBANE, A. GHAMRI, M.T. BENCHOUIA et A. GOLEA. « *Three-Phase Shunt Active Power Filter for Power Improvement Quality using Sliding Mode Controller* ». Computing and Control Applications (CCCA), 2nd International Conference on, 2012.
- [GH15-a] I.GHADBANE. « *Etude et Réalisation d'un Filtre Actif Parallèle en utilisant Différentes Stratégies de Contrôle* ». Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2015.
- [GH15-b] A. GHAMRI, T. MAHNI, M.T. BENCHOUIAI, K. SRAIRI et A.GOLEA. « *Comparative Study between Different Controllers used in Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter* ». Energy Procedia, V.74, p. 807-816, Aout 2015.
- [GO99] J.GODJEVAC . « *Idées Nettes sur la Logique Floue* ». Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Première édition, Lausanne, 1999.
- [GR07] R. GRINO et R. R. CARDPER. « *Digital Repetitive Control of a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter* ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, V. 54, n° 3, p.1495-1503, 2007.
- [GU00] S. GUFFON. « *Modélisation et Commandes à Structure Variable de Filtres Actifs de Puissance* ». Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 2000.
- [GU13] K.GURUMOORTHY, D-P. WINSTON, D-E. SELVARAJ et L-J. GANESAN. « *Reduction of Harmonic Distortion by Applying Various PWM and Neural Network Techniques in Grid connected Photovoltaic Systems* ». International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, V. 02, Décembre 2013.
- [HA08] F. HAMOUDI. « *Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils* ». Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.

- [HA09] A. HAMIDI, S. RAHMANI and K. AI-HADDAD. « *Fellow, A New Hybrid Series Active Filter Configuration to Compensate Voltage Sag, Swell, Voltage and Current Harmonics and Reactive Power* ». IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2009) Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea, 2009.
- [HA10] A. HAMADI. « *Contribution à l'Etude des Filtres Hybrides de Puissance Utilisés pour Améliorer la Qualité de l'Energie dans le Réseau Electrique de Distribution* ». Thèse de doctorat, Ecole de Technologie Supérieure-Québec, Canada, 2010.
- [HA12] F. HAMOUDI. « *Contribution aux Stratégies de Commande Avancées d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils* ». Thèse de doctorat, Université de Batna, Juin 2012.
- [HE12] S. HEDDAM, A. BERMAD et N. DECHEMI. « *Modélisation de la Dose de Coagulant par les Systèmes à base d'Inférence Floue (ANFIS) Application à la Station de Traitement des Eaux de Boudouaou (Algérie)* ». Revue des sciences de l'eau, V. 25, N° 1, p. 1-17, 2012.
- [HI07] S. HIRVE et S. K. CHATTERJEE. « *PLL-Less Active Power Filter Based on One-Cycle Control for Compensating Unbalanced Loads in Three-Phase Four-Wire System* ». IEEE Transactions on Power Delivery. V. 22, n° 4, p. 2457-2465, 2007.
- [HO08] B. HOUARI. « *Contrôle des Puissances Réactives et des Tension dans un Réseau de Transport au Moyen de Dispositifs FACTS (SVC)* ». Mémoire de magister, Université de Sidi Bel-Abbaes, Janvier 2008.
- [HU99] X. HU et L. ZHANG. « *A Predictive Direct Torque Control Scheme for a Three-Level VSI Fed Induction Motor Drive* », Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on, p.334-338, Conf. Publ. N° 468, 1999.
- [JAN93] J.R.S. JANG. « *ANFIS : Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System* ». IEEE Trans, Syst Man. Cybern, 23, p. 665-685, 1993.
- [JAN97] J. R. S. JANG , C. T. SUN et E. MIZUTANI.« *Neuro-Fuzzy and Soft Computing* ». Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, NJ, États-Unis, 1997.
- [KA02] I. N. KASSABALIDIS. « *Dynamic Security Border Identification using Enhanced Particle Swarm Optimization* ». IEEE Transactions on Power System, V. 17, N° 3, Aout 2002.
- [KE95] J. KENNEDY et R.EBERHART.« *Particile Swarm Optimization* ». IEEE int conf neural network, Australia, V. 4, p. 1942-194, 1995.

- [KI06] O. KISI. « *Suspended Sediment Estimation using Neuro-Fuzzy and Neural Network Approaches* ». Hydrol Sci. J., 50, p. 683-696, 2006.
- [KO06] H. KOUARA. « *Application d'un Filtre Actif Série au Contrôle de la Tension d'un Réseau Basse Tension* ». Mémoire de magistère, Université de Batna, p. 5-8, 2006.
- [KY02] L. KYO-BEUM, S. JOONQ-HO, C. ICK et Y. JI-YOON. « *Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency* ». IEEE on Power Electronics, p. 255-264, V. 17, N° 2, Mars 2002.
- [LA10] M. P. LALITHA, V. C. V. REDDY et V. USHA. « *Optimal DG Placement for Minimum Real Power Loss in Radial Distribution Systems using PSO* ». Journal of Theoretical and Applied Information Technology, p. 107-116, 2010.
- [LE93] A. LEVIN et K.S. NARENDRA. « *Control of Nonlinear Dynamical Systems using Neural Networks : Controllability and Stabilization* ». IEEE Transactions on Neural Networks, V. 4, N° 2, p. 192-206, 1993.
- [LE10] T. LEVIERE. « *Équations Différentielles Ordinaires* ». p. 15, 2009-2010.
- [LI04] B.LIN, H. CHIANG et K. YANG. « *Shunt Active Filter With Three-Phase Four-Wire NPC Inverter* ». Proceeding of the 47th IEEE International midwest symposium on circuits and systems, p. 281-284, 2004.
- [MA09] T. MAHNI. « *Stratégies de Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Quatre Fils* ». Mémoire de magister, Université d'El-Oued, 2009.
- [MA12] A.S. MANE. « *Performance Analysis of Multilevel Inverter* ». Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), p. 47-51, 2012.
- [MA14] T. MAHNI, M. T. BENCHOUIA, A. GOLEA, K. SRAIRI et M.H. BENBOUZID. « *Three-Phase Four-Wire Shunt Active Filter with Unbalanced Loads* ». Elsevier, Energy procedia, V. 50, p. 528-535, Juillet 2014.
- [ME01] F. MEKRI. « *Etude et Commande d'un Filtre Actif Parallèle à Structure de Tension* ». mémoire de Magister, Université d'Oran, 2001.
- [MI15] S. MISHRA et S-P. DUBEY. « *Neural Network Controlled Hybrid Active Power Filter with Distorted Mains for PMSM Drive* ». International Journal of Scientific Research Engineering and Technology, V. 4, Février 2015.
- [NA06] M. NAZARUDIN et Z. ABIDIN. « *IEC 61000-3-2 Harmonics Standards Overview* ». Schaffner EMC Inc, Edsion, NJ, USA, May 2006.

- [NE14] D. NEKKAR. « *Contribution à l'Étude des Stratégies de Commande des Filtrés Actifs Triphasés* ». Mémoire de magister, Université de Souk-Ahras, 2014.
- [NG10] N-K. NGUYEN. « *Approche Neuromimétique pour l'Identification et la Commande des Systèmes Électriques : Application au Filtrage Actif et aux Actionneurs Synchrones* ». Thèse de doctorat, Université de Haute-Alsace, Décembre 2010.
- [OM07] A. OMEIRI. « *Simulation d'un Filtre Actif Parallèle de Puissance pour la Compensation des Harmoniques de Courant* ». Thèse de doctorat, Université de Annaba, 2007.
- [OUA05] B. OUAHID. « *Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multiniveaux* ». Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [OUL05] 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.
- [PA08] Y. PAL et A. SWARUP. « *A Review of Compensating Type Custom Power Devices for Power Quality Improvement* ». Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference (POWERCON), p. 1-8, 2008.
- [PO07] R. POLI, J. KENNEDY et T. BLACKWELL. « *Particle Swarm Optimization* ». Swarm Intelligence, P. 33–57, 2007.
- [QA14-a] M. QASIM et V. KHADKIKAR. « *Application of Artificial Neural Networks for Shunt Active Power Filter Control* ». IEEE Transaction on industrial informatics, V. 10. N°. 3, Aout 2014.
- [QA14-b] M. QASIM, P. KANJIYA et V. KHADKIKAR. « *Optimal Current Harmonic Extractor Based on Unified Adalines for Shunt Active Power Filters* ». IEEE Transactions on power electronics, V. 29, N° 12, Décembre 2014.
- [QA14-c] M. QASIM et V. KHADKIKAR. « *ADALINE based Control Strategy for Three-Phase Three-Wire UPQC System* ». 2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Mai 2014.
- [RA06] S. RAHMANI, K. AL-HADDA et H. Y. KANAAN. « *A Comparative Study of Shunt Hybrid and Shunt Active Power Filters for Single-Phase Applications : Simulation and Experimental Validation* ». Mathematics and Computers in Simulation, V. 71, P. 345–359, Juin 2006.

- [RE09] T-N. REDDY, M. V. SUBRAMANYAM. « *Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Power Filter for Mitigation of Harmonics with Different Membership Functions* ». International Conference on Advances in Computing, Control, and Telecommunication Technologies, 2009.
- [RI07] A. RIOLAND, A. EUDES. « *Optimisation par Essaim Particulaire pour un Problème d'Ordonnancement et d'Affectation de Ressources* ». Rapport de Projet 3^{ème} année Modélisation et Calcul Scientifique, Institut Supérieur d'Informatique de Modélisation et de Leurs Applications Complexe des Cezeaux, AUBIERE CEDEX, 2007.
- [SA09] R. R. SAWANT et M. C. CHANDORKAR. « *A Multifunctional Four-Leg Grid-Connected Compensator* ». IEEE Transactions on Industry Applications, v. 45, n° 1, p. 249-259, 2009.
- [SC00] J. SCHONEK. « *Les Singularités de l'Harmonique 3* ». Extrait du Collection technique n° 202, Schneider Electric, p. 3, 2000.
- [SC01] H. SCOK. « *Control Scheme for PWM Converter and Phase Angle Estimation Algorithm Under Voltage Unbalance and/or Sag Condition* ». PHD. in electronic and electrical engineering, South Korea, 2001.
- [SE89] G. SE0GUIER et F.LABRIQUE. « *La Conversion Continu Alternatif* ». Tec et doc Lavoisier, Les convertisseurs de l'électronique de puissance, V. 4, 1989.
- [SI99] B. SINGH et K. AL-HADDAD, « *A Review of Active Filters for Power Quality Improvement* ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 46, n° 5, p. 960-971, 1999.
- [TA85] T. TAKAGI et M. SUGENO. « *Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modeling and Control* ». IEEE Trans. Sys. Man Cyber., 15, 16-132, 1985.
- [TA08] S. A, TADJER. « *Étude d'un Système de Compensation d'Harmonique en Utilisant un Générateur Photovoltaïque, GPV* ». Mémoire de magistère, Université M'Hamed Bougar-Boumerdès, 2008.
- [TU06] B. TUTMEZ , Z. HATIPOGLU et U. KAYMAK. « *Modelling Electrical Conductivity of Groundwater using an Adaptive Neuro-Fuzzy Fnference System* ». Comput. Geosci., 32, p. 421-433, 2006.
- [XU94] J. XU. « *Filtrage Actif Parallèle des Harmoniques des Réseaux de Distribution d'Électricité* ». Thèse de doctorat, INPL, 1994.

-
- [ZE65] L. A. ZEDAH. « *Information and Control* ». V. 8, p. 338-353, 1965.
- [ZE06] L. ZELLOUMA. « *Filtrage actif Parallèle des Harmoniques du Courant Générés Par un Pont Redresseur Triphasé non Commandé* ». Mémoire de magister, Université de Badji Mokhtar, Annaba, 2006.
- [ZE11] S. ZELACI. « *Filtrage Actif de Courant d'un Réseau Électrique Basse Tension* ». Mémoire de Mastère, Centre Universitaire d'El-Oued, p. 21, Juin 2011.
- [ZH02] R. ZHANG et R. V. H. Prasad. « *Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage-Source Converters* ». IEEE Transactions on Power Electronics, v. 17, n° 3, p. 314-326, 2002.