

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITÉ MOHAMED KHIDER-BISKRA



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Électrique
Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de

Doctorat en sciences

Spécialité : Génie Électrique

Option : Électronique

Thème :

**CONTRIBUTION À L'AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DES
FILTRES ACTIFS**

Présentée par :

Dahmane DJENDAOUI

devant le jury :

Président	Mohamed Toufik BENCHOUIA	Prof	Université de Biskra
Rapporteur	Amar BENAÏSSA	Prof	Université de Djelfa
Co-Rapporteur	Boualaga RABHI	Prof	Université de Biskra
Examineur	Ramzi SAADI	MCA	Université de Biskra
Examineur	Mohamed BOUDIAF	MCA	Université de Djelfa

07 Décembre 2022

Remerciement

Je remercie **Allah**, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de cette thèse.

Je remercie le directeur de thèse Monsieur **Amar BENAÏSSA** , Professeur à l'Université de Djelfa, pour son encadrement, ses directives et sa disponibilité. Aussi, je le remercie pour ses encouragements, son indulgence, et sa sympathie tout au long des années de travail collectif.

Je remercie très vivement Monsieur **Boualaga RABHI** , co-directeur de thèse et professeur à l'Université de Biskra, pour toute la confiance qu'il m'a accordé, pour ses encouragements permanents.

Je remercie très vivement Monsieur **Mohamed Toufik BENCHOUÏA** , Professeur à l'Université de Biskra pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de ce présent travail, qu'il trouve ici l'expression de ma plus grande gratitude.

Je remercie très vivement Monsieur **Saadi RAMZI** , Maître de conférences à l'Université de Biskra, pour l'honneur qu'il ma fait en acceptant d'évaluer ce modeste travail, qu'il trouve ici ma reconnaissance pour sa modestie et son esprit scientifique.

Je tiens sincèrement à remercier Monsieur **Mohamed BOUDIAF** , Maître de conférences à l'Université de Djelfa, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être l'un des examinateurs de cette thèse, qu'il trouve ici m'a reconnaissance

pour sa modestie et son esprit scientifique.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'achèvement de ce travail, et je mentionne surtout Pr. Kamel GUESMI, Mr. Mohamed HORIER et Dr. Abdelhalim Rabehi.

إهداء

أهدي هذا العمل المتواضع إلي:

✚ أمي حفصها الله تعالى

✚ أبي رحمه الله تعالى

✚ زوجتي وأولادي حفصهم الله تعالى

✚ إخوتي وأخواتي

✚ كل من رفع راية العلم لينير داري

الآخرين ويزيل عنهم الجهل

جنكادوي وجمان

ملخص

إن مشكلة التلوث بالتوافقيات في شبكات التوزيع الكهربائية في تزايد مستمر بسبب التصور الملحوظ في أشباه النواقل التي تمثل الحملات غير الخطية. هناك حلول كثيرة استعملت منها القديم كالمرشحات غير الفعالة و الترميزات تستعمل حتى الآن إلا أن لها عيوب مثل عدم كفاءتها عند تغير الحملات مثلا وظهور زئير مع ممانعة الشبكة. لذا اتجه الباحثون إلى المرشحات الفعالة وكانت فعلا فعالة في القضاء على التوافقيات في الشبكة إلا أنها مكلفة جدا في التصيقات الصناعية، فلجأ العلماء مرة ثانية إلى التهجين بين النوعين السابقين 'الفعال' و'غير الفعال' ليحصلوا على نوع ثالث سموه 'المرشح الفعال الهجين'.

لقد قمنا في هذه الأشرطة المتواضعة بدراسة 'المرشح الفعال' و 'الفعال الهجين' باستخدام الصق الذكية كالمنصق الغامض من أجل معرفة أي المرشحين أنجع. لقد اقتصرنا الدراسة على المحاكاة بالسيميلا (Matlab/Simulink) و كانت النتائج جيدة و تؤكد نجاعة النمذج المقترحة.

الكلمات المفتاحية:

المرشح غير الفعال (FP)، المرشح الفعال (FAP)، المرشح الفعال الهجين (FAPH)، المنصق الغامض.

Abstract

The problem of harmonic pollution in electrical distribution networks is constantly increasing due to the remarkable development in semiconductors that represent non-linear loads. There are many solutions, including the old ones, such as passive filters, which are still used until now, but they have drawbacks such as not being adapted when changing the load, for example, and the appearance of resonance with the network's impedance. Therefore, researchers turned to active filters, and they were actually effective in eliminating harmonics in the network, but they are very expensive in industrial applications, so the scientists resorted again to hybridization between the previous two types "active" and "passive" to obtain a third type, which they called "hybrid active filter".

In this modest thesis, we have studied the 'active candidate' and the 'hybrid one' using intelligent methods such as fuzzy logic in order to find out which candidates are more effective. The study was limited to simulation with Simulink (Matlab/Simulink), and the results were good and confirm the efficacy of the proposed models.

Key words: *Passive filter, active filter, hybrid active filter, fuzzy logic.*

Résumé

Le problème de la pollution harmonique dans les réseaux de distribution électrique est en augmentation à cause du développement remarquable des semi-conducteurs qui représentent des charges non linéaires. Il existe de nombreuses solutions anciennes, comme les filtres passifs, encore utilisés jusqu'à présent, mais ils présentent des inconvénients comme l'inadaptation lors d'un changement de charge par exemple, et l'apparition de résonance avec l'impédance du réseau. Par conséquent, les chercheurs se sont tournés vers les filtres actifs, et ils étaient effectivement efficaces pour éliminer les harmoniques dans le réseau, mais ils sont très coûteux dans les applications industrielles, alors les scientifiques ont recouru à nouveau à l'hybridation entre les deux types précédents "actif" et "passif" pour obtenir un troisième type, qu'ils ont appelé "filtre actif hybride".

Dans cette modeste thèse, nous avons étudié le 'filtre actif' et le 'filtre actif hybride' en utilisant des techniques intelligentes telles que la logique floue afin de découvrir quels types de filtres sont les plus efficaces. L'étude est basée sur la simulation sous (Matlab/Simulink), et les résultats sont bons et confirment l'efficacité des modèles proposés.

Mots clés : *Filtre passif, Filtre actif, filtre actif hybride, logique floue.*

Table des matières

Table des figures

Liste des tableaux

Liste des acronymes

Introduction générale	1
1 Perturbations et dépollution dans les systèmes électriques	4
1.1 Introduction	4
1.2 Perturbations dans les réseaux électriques	5
1.2.1 Atténuation et augmentation de la tension	6
1.2.2 Creux de tension	6
1.2.3 Coupure de tension	6
1.2.4 Variation de la fréquence	7
1.2.5 Déséquilibre du système triphasé	7
1.2.6 Harmoniques et inter-harmoniques	8
1.3 Sources de courants harmoniques	11
1.4 Solutions de dépollution dans les réseaux électriques	12
1.5 Solutions traditionnelles	12
1.5.1 Filtres passifs	13
1.5.2 Inconvénients des filtres passifs	15

1.6	Solutions modernes	16
1.6.1	Filtres actifs	16
1.6.2	Filtre actif parallèle	18
1.6.3	Filtre actif série	18
1.6.4	Filtre actif série-parallèle	19
1.6.5	Filtre actif hybride	19
1.7	Normes	23
1.7.1	Norme CEI 61000-4-13	23
1.7.2	Norme CEI 61000-2-2	24
1.7.3	Norme CEI 61000-3-2	24
1.7.4	Conclusion	27
2	État de l'art des filtres actifs	29
2.1	Introduction	29
2.2	État de l'art des filtres actifs :	30
2.2.1	H. Sasaki (1971)	30
2.2.2	H. Akagi (1982)	31
2.2.3	H. Akagi (1984)	31
2.2.4	L. T. Moran (1987)	32
2.2.5	M. Takida (1988)	33
2.2.6	H. Akagi (1988)	33
2.2.7	S. Moran (1989)	34
2.2.8	T. C. Shuter (1989)	34
2.2.9	F.-Z. Peng (1990)	34
2.2.10	H. Fujita (1991)	35
2.2.11	A. Emanuel (1993)	36
2.2.12	V. B. Bhavaraju (1993)	37
2.2.13	L. Moràn (1994)	37

2.2.14	H. Akagi (1995)	38
2.2.15	S. Saetieo (1995)	38
2.2.16	M. Rastogi (1995)	38
2.2.17	F. Z. Pang (1996)	39
2.2.18	V. Aburto (1997)	40
2.2.19	H. Fujita (1998)	41
2.2.20	P. T. Cheng (1998)	41
2.2.21	P. G. Barbosa (1998)	41
2.2.22	S. Round (1998)	42
2.2.23	S. Kim (2002)	43
2.2.24	P.-C. Tan (2004)	44
2.2.25	T. Jin (2005)	44
2.2.26	B. R. Lin (2005)	45
2.2.27	M. E. Ortúzar (2006)	46
2.2.28	K. Shahnawaz (2020)	46
2.3	Conclusion	47
3	Structure, identification et régulation du filtre actif	49
3.1	Introduction	49
3.2	Principe de fonctionnement d'un FAP	50
3.3	Structure générale du filtre actif triphasé parallèle et hybride	50
3.4	Partie de puissance	51
3.4.1	Onduleur de tension	51
3.4.2	Onduleur de tension à 3 bras et 2 niveaux	52
3.4.3	Système de stockage d'énergie	59
3.4.4	Filtre de sortie	59
3.5	Partie de commande	60
3.5.1	Identification des courants harmoniques	60

3.5.2	Domaine temporel	62
3.5.3	Filtre Multi-Variable FMV	68
3.5.4	Régulation de la tension continue	70
3.5.5	Commande de l'onduleur de tension	73
3.6	Calcul des paramètres du système	75
3.7	Conclusion	76
4	Résultats de simulation	78
4.1	Introduction	78
4.2	Type d'onduleur utilisé	78
4.2.1	Tension fournie par l'onduleur	79
4.2.2	Configuration du système	80
4.3	Contrôleur flou	81
4.3.1	Régulation du bus continu	81
4.3.2	Génération du signal MLI	83
4.4	Résultat de simulation	85
4.4.1	Calcul du courant de référence	87
4.5	Conclusion	106
	Conclusion générale	108
	Bibliographie	

Table des figures

1.1	Atténuation d'une tension.	6
1.2	Coupure et chute d'une tension.	7
1.3	Variation d'une fréquence.	7
1.4	Cas de déséquilibre du système triphasé.	8
1.5	Harmonique d'ordre 3 et l'onde déformée.	8
1.6	Représentation Fresnel de la puissance.	11
1.7	Filtre résonant en parallèle avec une charge non linéaire.	14
1.8	Circuit équivalent harmonique du filtre passif avec l'impédance du réseau.	14
1.9	Types des filtres amortis : 1 ^{er} , 2 ^{me} , et 3 ^{me} ordre.	15
1.10	Exemple de combinaison des filtres passifs résonants et amortis.	16
1.11	Principe de compensation du filtre actif.	17
1.12	FAP relié au réseau électrique.	18
1.13	APF série relié au réseau électrique.	19
1.14	Filtre actif série-parallèle (UPQC).	20
1.15	Filtre actif hybride série et filtre passif parallèle.	21
1.16	Filtre actif hybride parallèle et un filtre passif parallèle.	22
1.17	Filtre actif hybride en série avec un filtre passif parallèle. a) avec transformateur. b) avec transformateur et bobine. c) avec trans- formateur et condensateur. d) sans transformateur.	22

2.1	Élimination des courants harmoniques par compensation du flux magnétique.	31
2.2	Configuration du système expérimental.	32
2.3	Configuration du filtre hybride.	33
2.4	Système de compensation proposé dans [18].	35
2.5	Combinaison entre filtre actif et filtre passif parallèle.	36
2.6	Filtre actif à base d'onduleur de tension.	39
2.7	Système de compensation de la puissance réactive instantanée.	40
2.8	Système de HPAF proposé dans [16].	42
2.9	Diagramme du filtre actif parallèle-série.	43
2.10	Structure du filtre de puissance proposé dans [35].	47
3.1	Liaison du FAP pur (a) et FAPH dans le réseau (b)	50
3.2	Structure générale d'un FAP	51
3.3	Onduleur de tension triphasé.	52
3.4	Structure générale : Onduleur – Réseau – Charge	53
3.5	Les huit configurations d'un onduleur à deux niveaux.	55
3.6	Représentation Fresnel des vecteurs V_a, V_b, V_c	57
3.7	Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.	58
3.8	Schéma blocs de la méthode $p - q$	65
3.9	Schéma blocs de la méthode $d - q$	66
3.10	Schéma blocs de l'algorithme de détection du maximum.	67
3.11	Schéma blocs du filtre de coupe-bande	68
3.12	Schéma de principe du FMV réglé sur la pulsation w_c	69
3.13	Diagramme de Bode du FMV pour différentes valeurs de k ($f_c = 60Hz$).	69
3.14	Schéma de principe du contrôleur flou proposé.	70
3.15	Principe de contrôleur flou.	71

3.16	Commande par MLI.	73
3.17	Commande par hystérésis.	74
3.18	Commande par logique floue.	75
4.1	Onduleur NPC de tension triphasé à quatre bras et trois niveaux.	79
4.2	États de fonctionnement d'un bras de trois niveaux.	80
4.3	Configuration du système avec la charge et le filtre actif.	81
4.4	Fonctions d'appartenance.	83
4.5	Schéma de contrôle du courant.	84
4.6	Fonctions d'appartenances pour la MLI.	85
4.7	Implémentation : source, charge, FAP et filtre de sortie pour les 4 cas.	86
4.8	Méthode $p - q$ avec un contrôleur flou.	87
4.9	Méthode p_q améliorée (FMV) avec un contrôleur flou.	87
4.10	Courant de source et courant de charge avant filtrage.	88
4.11	Courant i_{sa} et son spectre avant filtrage.	88
4.12	La première configuration à étudié	89
4.13	Courant i_{sa} et son spectre après filtrage.	89
4.14	Courant de source en phase avec la tension de source.	90
4.15	Courants : i_{sa}, i_{cha}, i_{fa} après filtrage.	91
4.16	Tensions : V_{sa} et V_{dc} après filtrage.	92
4.17	Courants de neutre : I_{sna}, I_{chna} après filtrage.	92
4.18	Les courants de source de trois phases : i_{sabc}	93
4.19	les courants de charge : i_{chabc}	93
4.20	La deuxième configuration à étudié	94
4.21	Courant i_{sa} et son spectre après filtrage.	94
4.22	Le courant i_{sa} et la tension v_{sa}	95
4.23	Les courants i_{sa}, i_{cha}, i_{fa} pour la phase a.	95

4.24	Les tensions V_{sa} et V_{dc} .	96
4.25	Courants de neutre : I_{sna} , I_{chna} après filtrage.	96
4.26	les courants de source : i_{sabc} .	97
4.27	les courants de charge : i_{chabc} .	97
4.28	La troisième configuration à étudié	98
4.29	Le courant i_{sa} et son spectre.	98
4.30	Le courant i_{sa} et la tension v_{sa} .	99
4.31	Les courants i_{sa} , i_{cha} , i_{fa} pour la phase a.	99
4.32	Les tensions de source t bus continu V_{sa} , V_{dc} .	100
4.33	Courants de neutre : I_{sna} , I_{chna} après filtrage.	100
4.34	les courants de source : i_{sabc} .	101
4.35	les courants de charge : i_{chabc} .	101
4.36	La quatrième configuration à étudié	102
4.37	Courant i_{sa} et son spectre.	102
4.38	La tension v_{sa} et le courant i_{sa} pour la phase a.	103
4.39	Les courants i_{sa} , i_{cha} et i_{fa} pour la phase a.	103
4.40	Les tensions V_{sa} et V_{dc} .	104
4.41	Courants de neutre : I_{sna} , I_{chna} après filtrage.	104
4.42	les courants de source : i_{sabc} .	105
4.43	les courants de charge : i_{chabc} .	105
4.44	Courant i_{sabc} .	106

Liste des tableaux

1.1	Conditions de la norme CEI 61000-4-13.	24
1.2	Conditions de la norme <i>CEI61000 – 2 – 2</i>	25
1.3	Conditions de la norme <i>CEI61000 – 3 – 2</i>	25
1.4	Limites de distorsion de la tension selon la norme STD 512-92.	26
1.5	Limites de distorsion de la tension selon la norme STD 512-14.	26
1.6	Limites de distorsion du courant pour les systèmes de 120 V à 69 kV selon la norme <i>STD512 – 14</i>	27
2.1	Résumé des résultats obtenus dans [35].	46
3.1	Tension générées par l'onduleur.	58
4.1	Table de commutation du NPC à 3 niveaux.	80
4.2	Table d'inférence.	82
4.3	table d'inférences utilisée dans le contrôle du courant.	84
4.4	Paramètres de simulation	86
4.5	Valeurs de THD pour les quatre méthodes	107

Liste des acronymes

h	: Rang de l'harmonique
THD	: Taux de distorsion harmonique
FC	: Facteur de Crête
$THDi$: Taux de distorsion harmonique en courant
$THDv$: Taux de distorsion harmonique en tension
FAP	: Filtre Actif Parallèle
FAS	: Filtre Actif Série
$UPQC$: Unified Power Quality Conditioner
$F.P$: Facteur de puissance
PI	: Régulateur proportionnel intégral
FLC	: Régulateur a Logique floue
V_f	: Tension injecté par le filtre
V_{ch}	: Tension aux bornes de la charge
V_{dc}	: Tension aux bornes du condensateur de L'onduleur
V_{dc-ref}	:Tension aux bornes du condensateur de l'onduleur référence
PLL	: Phase locked loop
MLI	: Modulation de Largeur Impulsion
$IGBT$: Insolated gate bipolar transistor
GTO	: Gate turn off thyristor
$IGCT$: Intégrés commutés thyristors
$MOSFET$: Metal Oxide Semi-Conductor Field Effect Transistor

PCC	: Point de Connexion (Couplage) Commun (NPC)
FPB	: Filtre Passe Bas
FPH	: Filtre Passe Haut
P	: Puissance Active
Q	: Puissance Réactive
D	: Puissance Distordue
FFT	: Fast Fourier Transform
FMV	: Filtre Multi Variable
SFR	: Synchronous Reference Frame
C_{dc}	: Condensateur du bus continue (de stockage)
R_S	: Résistance de la source
L_S	: Inductance de la source
I_S	: Courant de source
I_{ch}	: Courant de la charge
I_f	: Courant injecté par le filtre FAP
CEI	: Commission Electrotechnique Internationale
$IEEE$: Institute of Electrical and Electronics Engineers
R_f	: Résistance de filtre de sortie
L_f	: Inductance de filtre de sortie
I_{ref}	: Courant de référence
$d - q$: Repère de Park
K_p	: Gain du régulateur
K_i	: Constante d'intégration
$G(s)$: Fonction de transfert de système
w_c	: Pulsation de coupure
$\alpha - \beta$: Repère stationnaire
V_S	: Tension efficace de la source S

Introduction générale

De nos jours, l'utilisation accrue des dispositifs de l'électronique de puissance est la cause principale de la distorsion harmonique dans les réseaux électriques. En effet, ce phénomène se manifeste dans tous les secteurs où des éléments de l'électronique de puissance sont utilisés.

La distorsion harmonique est générée par les charges non linéaires connectées au réseau. Les courants harmoniques génèrent, à leur tour, des tensions harmoniques aux différents points de connexion au réseau. Cette pollution harmonique a des effets néfastes sur les équipements électriques connectés en ces points. En effet, elle cause la déformation de la tension réseau au point de raccordement, l'échauffement des câbles et des équipements, l'arrêt soudain des machines tournantes et voire même la destruction totale des équipements.

Plusieurs solutions pour la dépollution des réseaux électriques ont été proposées dans la littérature. Parmi ces solutions et celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles, sont les filtres actifs série, parallèle et série-parallèle appelé aussi hybride. Un filtre série peut compenser à la fois les tensions harmoniques et/ou déséquilibrées, et les creux de tension. Par ailleurs, un filtre actif parallèle peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques et/ou déséquilibrés de même que la puissance réactive. Le filtre hybride, quant à lui, est une solution universelle de compensation pour la quasi-totalité des perturbations de courant et de tension que l'on observe sur le réseau. De ce fait, le filtre hybride peut être utilisé pour compenser les tensions et les courants har-

moniques avec une précision de l'ordre de l'harmonique concerné. Même le filtre actif combiné avec un filtre passif est appelé un filtre hybride et dans ce cas la le filtre passif est accordé pour éliminer une harmonique dominante et le filtre actif élimine les autres.

C'est dans le cadre de cette problématique de recherche, que s'inscrit l'ensemble des travaux menés dans cette thèse de doctorat. Les objectifs sont d'établir une étude comparative entre plusieurs types de filtres actifs et l'amélioration, par la suite, des performances du filtrage actif. En effet, nous proposons une étude comparatives entre le filtre actif parallèle et le filtre actif hybride à l'aide de la méthode classique $p - q$ et la méthode amélioré qui est, en l'occurrence, le filtre multi-variables. Nous proposons, également, une technique de commande floue pour le réglage de la tension du bus contenue de l'onduleur en multi-niveaux et pour assurer la commande du bloc MLI.

Pour en arriver à ces objectifs, ce manuscrit de thèse s'articule autour de quatre chapitres : **le premier** est dédié au problème de pollution du réseau électrique et la solution de dépollution harmonique. Il traite, en premier lieu, les caractéristiques, les origines, les conséquences ainsi que les normes inhérentes à ces perturbations. Ensuite, il donne une aperçue sur les différentes solutions classiques et modernes de la dépollution harmonique. **Le deuxième chapitre** est consacré à une présentation succincte de l'état de l'art du filtrage actif, son historique ainsi que les travaux les plus importants dans ce domaine. **Le troisième chapitre** présente le noyau de ce manuscrit et concrétise l'ensemble de nos contributions à savoir une étude comparative entre les techniques de filtrage actif ainsi que l'amélioration de la procédure par l'utilisation de l'approche multi-variable. **Le dernier chapitre** est consacré à la validation des approches proposées et à l'évaluation de leurs performances et ce à travers des résultats

de simulations effectuées sous l'environnement MATLAB-Simulink.

Le manuscrit se termine par une conclusion générale qui retrace brièvement les principaux résultats, obtenus dans le cadre de cette thèse, et donne quelques perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

Chapitre 1

Perturbations et dépollution dans les systèmes électriques

1.1 Introduction

Le distributeur d'électricité est responsable de fournir à ses clients une énergie de bonne qualité et selon les normes. Néanmoins, les charges non linéaires connectées injectent au réseau des harmoniques non désirées et induisent ainsi la distorsion de la forme d'onde de la tension et du courant. Ceci affecte négativement le réseau électrique et la qualité d'énergie. Afin d'éviter les dysfonctionnements voire la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs terminaux, il est nécessaire de comprendre l'origine des harmoniques et de rechercher des solutions adéquates pour les éliminer.

Les harmoniques sont qualitativement définies comme des formes d'onde sinusoïdale, de courant ou de tension, ayant des fréquences qui sont des multiples entiers de la fréquence de la ligne électrique ($50Hz$ ou $60Hz$). Dans l'ingénierie des systèmes électriques, le terme harmonique est largement utilisé pour décrire les distorsions des formes d'onde de tension ou de courant, c'est-à-dire un écart en régime permanent par rapport à une onde sinusoïdale idéale de la fréquence d'alimentation. La distorsion harmonique peut avoir des effets néfastes sur les

systèmes de distribution électrique. En effet, elle peut gaspiller de l'énergie et réduire la capacité d'un système électrique ; peut endommager à la fois le système de distribution électrique et les appareils fonctionnant sur ce système. Comprendre les problèmes associés à la distorsion harmonique, c'est-à-dire ses causes et ses effets, ainsi que les méthodes pour y faire face, est d'une grande importance pour minimiser ces effets et augmenter l'efficacité globale du système de distribution.

Nous commençons ce chapitre par les perturbations harmoniques et leurs effets sur le réseaux électrique. Ensuite, nous décrivons les solutions classiques et modernes pour le nettoyage des réseaux électriques.

1.2 Perturbations dans les réseaux électriques

Les réseaux électriques sont des systèmes complexes. qui souffrent, généralement, de variations inattendus soit en courant ou en tension. Ces variations sont, généralement, à cause des charges linéaires et non linéaires connectés à ce réseau. Ils sont dus, également, au différents types d'accidents qui peuvent confronter le fonctionnement du réseau électrique [1, 2].

A cause de l'utilisation accrue des semi-conducteurs dans les équipements industrielles et domestiques, les réseaux électriques sont pollués par différents courants et tensions harmoniques qui affectent le fonctionnement normal des appareils connectés au réseau et cause, en plus, des pertes économiques considérables. Les principaux problèmes, dans ce contexte, peuvent être résumés en variations des grandeurs de courte durée, interruption de tension, variation de fréquence, creux de tension et harmoniques [3].

1.2.1 Atténuation et augmentation de la tension

Une atténuation de la tension correspond à une variation de 10% à 90% de la tension nominale et elle peut durer d'une demi-période à une minute selon la norme *IEEE1159 – 1995* et jusqu'à 3 minutes selon la norme *EN – 50160*.

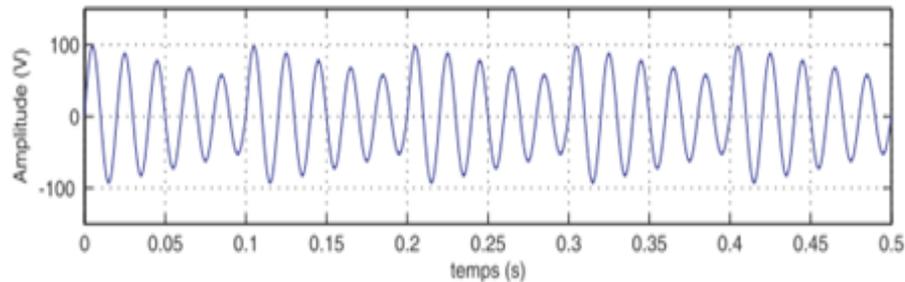


FIGURE 1.1 – Atténuation d'une tension.

1.2.2 Creux de tension

Les creux (chute) de tension sont des perturbations périodiques. Ils apparaissent comme un effet naturel de la commutation des transistors. Ils sont dus aussi au démarrage de grosses charges comme les moteurs, ascenseurs, lumières, radiateurs...etc. Ce phénomène provoque un mauvais fonctionnement des équipements de protection [4].

1.2.3 Coupure de tension

La coupure de la tension se produit lorsque la tension de charge diminue jusqu'à moins de 10% de sa valeur nominale pendant une courte période de temps inférieure à une minute. L'interruption de tension peut être l'effet de défauts dans le système électrique, de défauts dans l'équipement connecté ou de mauvais systèmes de contrôle. La principale caractéristique de l'interruption de tension est la période sur laquelle elle se produit [4].

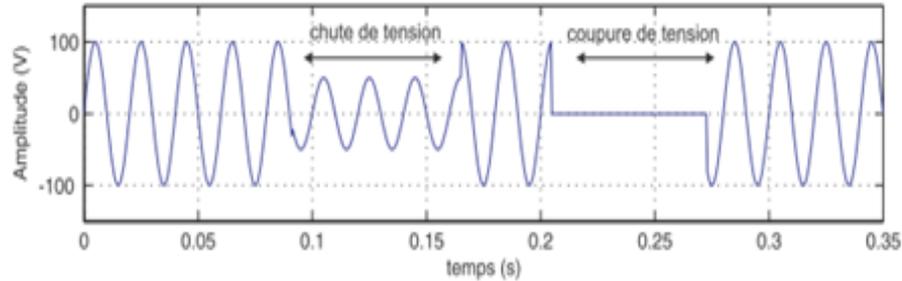


FIGURE 1.2 – Coupure et chute d'une tension.

1.2.4 Variation de la fréquence

Dans le fonctionnement normale, la fréquence du réseau électrique doit être dans l'intervalle $50 \mp 1Hz$. Une variation de la fréquence peut apparaître aux clients qui utilisent autres sources électriques auxiliaires comme les centrale thermique et les systèmes solaires. Heureusement, les fluctuations en fréquence sont rares et se passent dans des cas exceptionnelles comme les défauts des turbines.

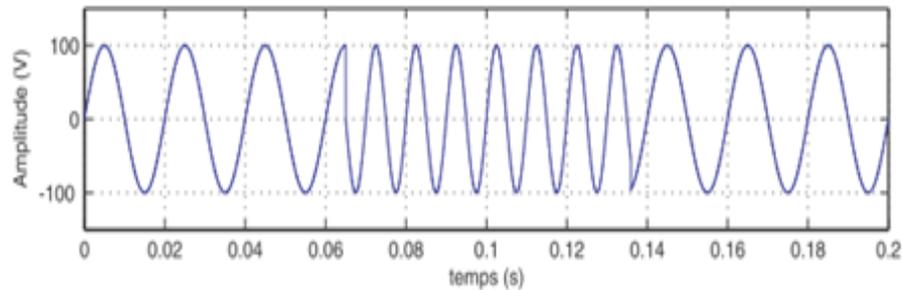


FIGURE 1.3 – Variation d'une fréquence.

1.2.5 Déséquilibre du système triphasé

Le système triphasé est déséquilibré lorsque les courants et les tensions ne sont pas identiques en amplitude ; ou lorsque l'angle entre phases adjacentes n'est pas de 120° . Dans les conditions idéales, le système triphasé est équilibré avec des charges identiques. Cependant, les charges en réalité ne sont pas

identiques, et les réseaux de distribution peuvent interférer entre eux.

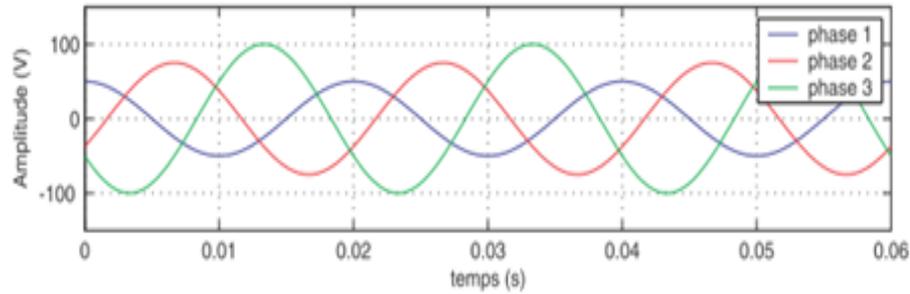


FIGURE 1.4 – Cas de déséquilibre du système triphasé.

1.2.6 Harmoniques et inter-harmoniques

Les harmoniques sont des signaux électriques (courants ou/et tensions) sinusoïdaux ayant des fréquences en multiples entiers de la fréquence nominale du réseau ($50Hz$ en Europe et $60Hz$ aux États-Unis). Il est noter que toute onde périodique peut être écrite sous la forme d'une somme de la fréquence fondamentale et des harmoniques. Ces dernières proviennent, principalement, des charges non linéaires connectés au réseau d'alimentation. Le degré de déformation est décrit par le spectre harmonique complet avec les amplitudes de chaque composante harmonique. Dans ce cadre, le taux de distorsion harmonique (THD) donne une mesure permettant de quantifier le pourcentage de distorsion du courant de l'onde causée par les harmoniques [3].

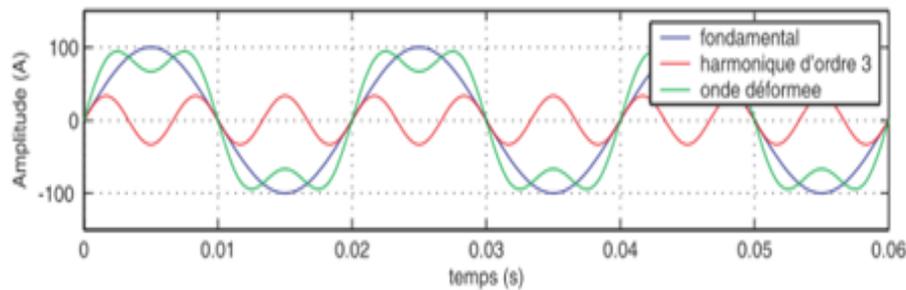


FIGURE 1.5 – Harmonique d'ordre 3 et l'onde déformée.

1.2.6.1 Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique (THD) est formulé par :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N I_{cn}^2}}{I_{C1}} \quad (1.1)$$

où I_{c1} est la valeur efficace du courant fondamental et I_{cn} sont ceux des courants harmoniques. Généralement, les harmoniques sont identifiés jusqu'au rang 50, qui correspond à une fréquence égale à 2500 Hz.

1.2.6.2 Facteur de déformation

Le facteur de distorsion F_d est défini comme le rapport entre le fondamental et le signal en valeurs efficaces (RMS). Il est donné par :

$$F_d = \frac{I_{L1}}{I_{rms}} \quad (1.2)$$

1.2.6.3 Facteur de crête

Le facteur de crête F_c d'un signal est défini par l'équation (1.3) :

$$F_c = \frac{\text{Valeur crête}}{\text{Valeur efficace}} \quad (1.3)$$

1.2.6.4 Facteur de puissance

Le facteur de puissance est défini comme étant le rapport entre la puissance réelle et les voltampères . Autrement dit est le cosinus de l'angle de phase entre la tension et le courant dans un circuit alternatif. Le facteur de puissance peut être amélioré en ajoutant des condensateurs sur la ligne électrique pour tirer un courant de pointe et fournir des VA en retard au système. Les condensateurs de correction du facteur de puissance peuvent être activés ou désactivés selon les besoins pour maintenir le VA et la tension à un niveau donnée[2]. Dans

le cas sinusoïdal, le facteur de puissance est exprimé par le rapport entre les puissances active et apparente. Les équipements électriques sont, généralement, dimensionnés, de sorte qu'ils fonctionnent sous tension et courant nominaux bien définis. De ce fait, une faible valeur pour le facteur de puissance implique une mauvaise utilisation de ces équipements.

La puissance apparente peut être définie par :

$$S = V_{rms} * I_{rms} = V_{rms} * \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_L^2 dt} \quad (1.4)$$

et la puissance active P peut être donnée par la relation suivante :

$$P = V_{rms} * I_{L1} * \cos(\alpha) \quad (1.5)$$

La puissance réactive Q est définie par :

$$Q = V_{rms} * I_{L1} * \sin(\alpha) \quad (1.6)$$

Le facteur de puissance, dans ce cas, peut être donné par équation (1.7).

$$P_F = \frac{P}{S} = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (1.7)$$

Dans le cas où il y a des harmoniques, une puissance supplémentaire appelée puissance distordue (D) apparaît. Cette puissance peut être donnée par la relation (1.8).

$$D = V_{rms} * \sqrt{\sum_{n=2}^{\alpha} I_{Ln}^2} \quad (1.8)$$

La puissance apparente peut, alors, s'exprimer par :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.9)$$

et le facteur de puissance devient :

$$P_F = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (1.10)$$

De l'équation (1.10), on peut remarquer que le facteur de puissance a diminué, à cause des harmoniques, en plus de la consommation de la puissance réactive [5]. Le diagramme de Fresnel de la puissance est donné par la figure 1.6.

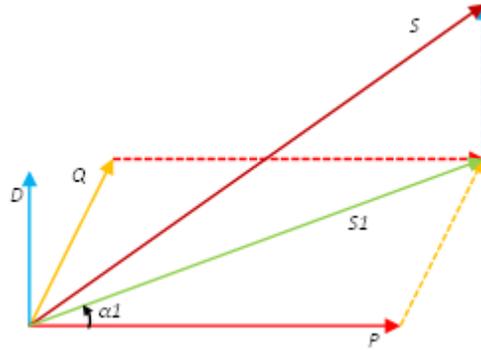


FIGURE 1.6 – Représentation Fresnel de la puissance.

1.3 Sources de courants harmoniques

Les harmoniques sont causées par l'injection de courants harmoniques venant de la charge non linéaire. Dans ce contexte, les ponts de diodes sont les charges non linéaires les plus utilisées dans les équipements de puissance. Ils ne nécessitent aucune commande, ils ont un coût faible et une durée de vie longue [5, 6]. De ce fait, il existe plusieurs équipements et appareils qui produisent les harmoniques comme :

- Équipements industriels (machines à souder, fours à arc, fours à induction, redresseurs...etc.).
- Équipements de bureau (ordinateurs, photocopieurs,...etc.).
- Appareils domestiques (téléviseurs, fours à micro-ondes, éclairage au néon...etc.).
- Onduleurs de puissance.
- Transformateurs de puissance travaillant dans la zone de saturation.

1.4 Solutions de dépollution dans les réseaux électriques

Le filtrage des courants et tensions du réseau est une préoccupation majeure aussi bien pour le distributeur d'énergie que pour le client. Cependant, les limites d'émission d'harmoniques ne sont pas les mêmes dans les différents pays. De ce fait, les producteurs des différents appareils électriques essaient de construire des appareils qui satisfont aux conditions et aux limites des normes internationales. Les compagnies d'électricité, de leur côté, utilisent différents équipements de filtrage et encouragent les recherches à trouver de nouvelles solutions pour une qualité meilleure de l'énergie. Les clients installent aussi parfois des batteries de puissance réactive et de compensation d'harmoniques pour améliorer le facteur de puissance et réduire la facture de consommation d'énergie [7].

De nombreuses solutions traditionnelles et modernes pour l'atténuation des harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie ont été proposées dans la littérature. Certaines de ces solutions focalisent sur la charge pour minimiser l'émission d'harmoniques tandis que d'autres proposent l'utilisation d'équipements de filtrage externes pour empêcher la propagation des harmoniques dans le réseau [6].

1.5 Solutions traditionnelles

Il y a plusieurs moyens traditionnels de dépollution, et parmi lesquels on peut citer [5] :

- Inductance de lissage des courants
- Inductances anti-harmoniques de protection des condensateurs
- Réduction de l'impédance harmonique de la source
- Réduction des courants harmoniques des charges déformantes
- Confinement des harmoniques
- Action sur la structure de l'installation

— Filtrages passifs d'harmoniques

Nous nous détaillerons, dans ce qui suit, le filtre passif en raison de son importance.

1.5.1 Filtres passifs

Les filtres passifs sont utilisés depuis longtemps à des fins d'atténuation des harmoniques. Ils se composent de condensateurs, d'inductances et de résistances d'amortissement. Les filtres passifs, en fonction de leurs caractéristiques, sont divisés en quatre catégories : filtres passe-bas, passe-bande, passe-haut et accordés. Les filtres passe-bas et passe-haut annulent respectivement les harmoniques d'ordre haut et bas. Un filtre passe-bande (BPF) annule les harmoniques de rang élevé et faible et laisse passer une bande de fréquence. Le filtre accordé est conçu pour annuler une fréquence spécifique.

La gravité accrue des problèmes de qualité d'énergie et les autres problèmes associés au filtre passif tels que sa grande taille, son poids, son coût élevé, sa compensation fixe et le problème de résonance ont poussés à l'adoption des filtres actifs à base de l'électronique de puissance. De nos jours, les filtres passifs sont utilisés seulement pour annuler la fréquence de commutation des filtres actifs et les hautes fréquences. Les filtres accordés sont utilisés en plus des filtres actifs pour annuler des fréquences spécifiques et diminuer la puissance des filtres actifs [8, 7].

1.5.1.1 Filtres passifs résonants

Le filtre passif résonant, illustré à la figure 1.7, est constitué d'une inductance connectée en série avec un condensateur calculé en fonction de la plage d'harmoniques à éliminer. Ce filtre a une faible impédance pour les harmoniques concernées et suffisamment élevées pour la fréquence fondamentale. En consé-

quence, il doit y avoir un filtre pour chaque plage d'harmoniques à éliminer. Le circuit équivalent du filtre résonant avec la source harmonique et l'impédance du réseau est donné par la figure 1.8.

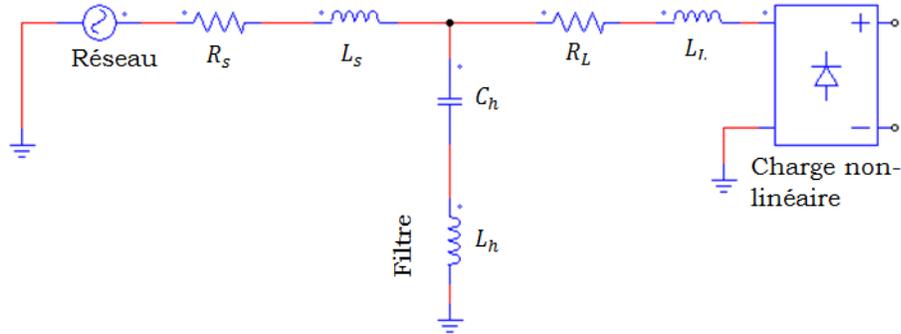


FIGURE 1.7 – Filtre résonant en parallèle avec une charge non linéaire.

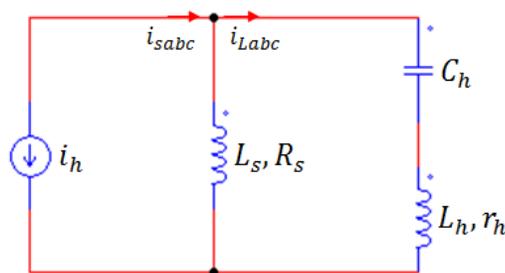


FIGURE 1.8 – Circuit équivalent harmonique du filtre passif avec l'impédance du réseau.

1.5.1.2 Filtre amorti ou filtre passe-haut

Le filtre amorti sert à réduire le résonance non souhaité, et réduit considérablement la taille du filtre passif pour une large gamme de fréquences.

Il y a trois ordres de ce dispositif à savoir le filtre du premier ordre, celui du deuxième ordre et celui du troisième ordre donnés par la figure 1.9. Un filtre du premier ordre est rarement utilisé, dans la mesure où il exige une grande capacité et cause des pertes élevées. Les deux autres filtres ont plus de performances. En effet, il est fréquent de trouver des équipements avec un filtre résonant en parallèle avec le filtre amorti comme montré sur la figure 1.10. Les filtres résonnants sont accordés pour l'élimination des harmoniques basses fréquences

comme le 5^{me} et le 7^{me}, alors que le filtre amorti s'en charge des harmoniques supérieurs [5].

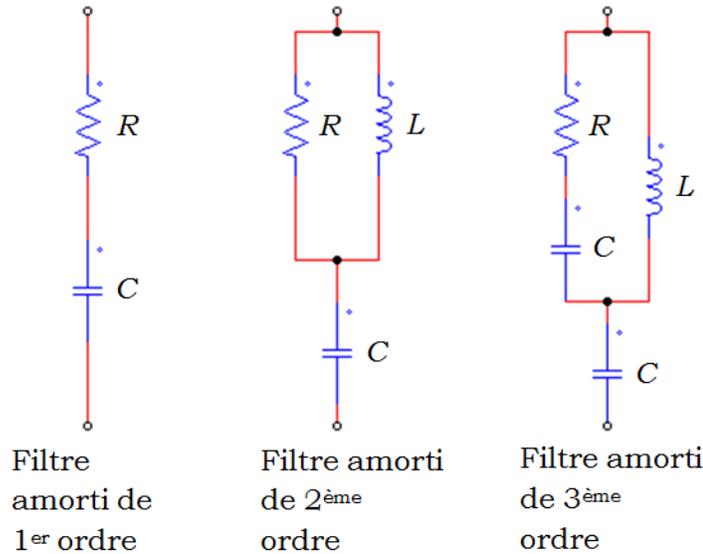


FIGURE 1.9 – Types des filtres amortis : 1^{er}, 2^{me}, et 3^{me} ordre.

1.5.2 Inconvénients des filtres passifs

Les filtres passifs ont les inconvénients suivants [9] :

- L'impédance du réseau avec ces filtres peut donner naissance aux résonances
- Ce genre de filtre peut absorber les courants harmoniques venant des autres charges, et de ce fait devient surchargé
- Ce filtre est n'est pas flexible et il ne peut s'adapter aux modifications du réseau

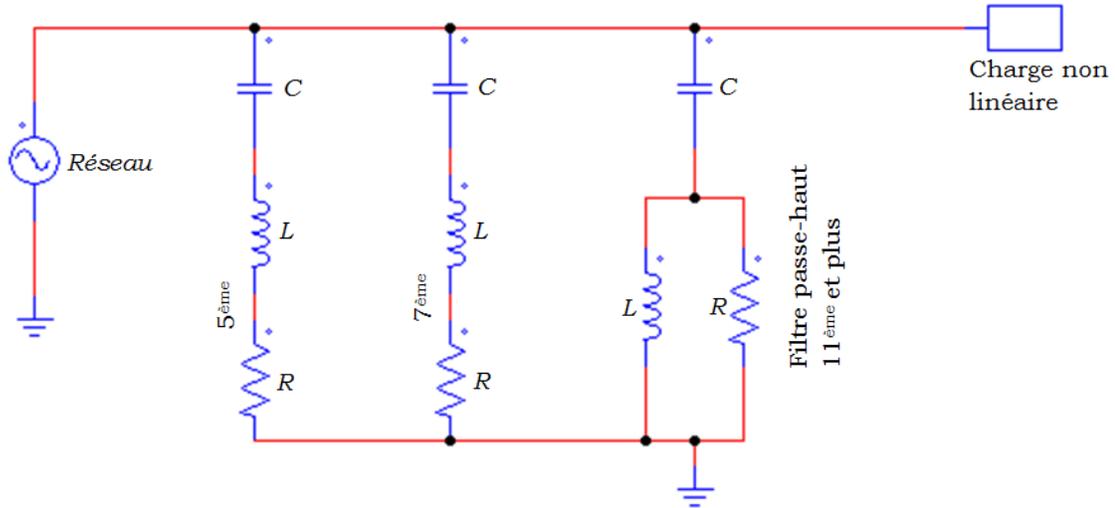


FIGURE 1.10 – Exemple de combinaison des filtres passifs résonants et amortis.

1.6 Solutions modernes

1.6.1 Filtres actifs

Les filtres actifs ont été conçus, améliorés et commercialisés au cours des trois dernières décennies. Ils sont applicables pour compenser les distorsions basées sur le courant telles que les harmoniques de courant, la puissance réactive et le courant neutre. Ils sont également utilisés pour les distorsions basées sur la tension telles que les harmoniques de tension, les scintillements de tension, les creux et les hausses de tension et les déséquilibres de tension.

Les filtres actifs sont classés en deux groupes principaux : monophasés et triphasés. Les filtres actifs triphasés peuvent être avec ou sans neutre. Les filtres actifs monophasés sont utilisés pour compenser les problèmes de qualité d'énergie causés par les charges monophasées telles que les alimentations en courant continu. Les filtres actifs triphasés sont utilisés pour les charges non linéaires de forte puissance telles que les variateurs de vitesse et les convertisseurs AC/DC. Un filtre actif peut utiliser des onduleurs de source de courant (CSI : Current Source Inverter) ou des onduleurs de source de tension (VSI : Voltage Source In-

verter). Les filtres actifs basés sur CSI utilisent une inductance comme dispositif de stockage d'énergie. Les filtres actifs basés sur VSI utilisent un condensateur comme dispositif de stockage d'énergie. De nombreuses configurations telles que parallèle (FAP), série (FAS), hybride (une combinaison de filtres actifs parallèle et série) et un compensateur de qualité de la puissance unifiée (UPQC), qui est une combinaison de filtres actifs série et parallèle, ont été introduites et améliorées.

Le développement du système FAP a été motivé par les propriétés indésirables des filtre passif (FP) présentées ci-dessus. Le principe d'un filtre actif est de surveiller le courant ou la tension dans le système et créer une forme d'onde égale et opposée en signe des harmoniques de sorte que du point de vue de la source, seule la composante fondamentale soit vue comme illustré sur la figure 1.11. Les composantes harmoniques qui sont présentes dans le courant de charge non linéaire (i_L) sont produites par le FAP (i_f) et selon la loi de courant de Kirchhoff le courant de source (i_s) devient donc :

$$i_s = i_l - i_f \quad (1.11)$$

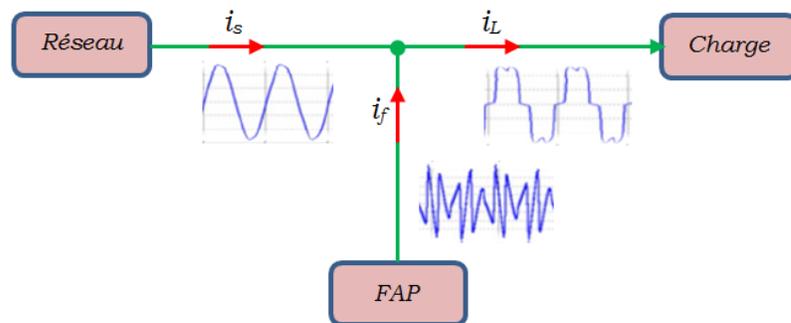


FIGURE 1.11 – Principe de compensation du filtre actif.

1.6.2 Filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle (FAP) a été introduit la première fois dans [10] et a évolué, depuis, pour être utilisé dans les équipements commerciaux partout dans le monde. Le FAP parallèle est l'une des topologies les plus populaires utilisées aujourd'hui pour atténuer les harmoniques [11]. Le contrôleur surveille le courant consommé par la charge (i_L) puis crée une référence de courant de compensation (i_f^*) qui génère le courant de compensation (i_f) qui revient dans le système. La référence est utilisée comme entrée au convertisseur de puissance qui reproduit ensuite l'inverse des harmoniques en commutant selon un certain schéma déterminé par le contrôleur comme montré sur la figure 1.12.

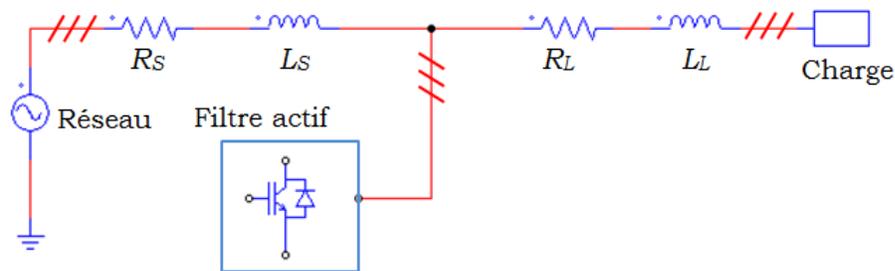


FIGURE 1.12 – FAP relié au réseau électrique.

1.6.3 Filtre actif série

À la fin des années 1980, le filtre actif série a été introduit dans le but de réguler la tension et d'agir comme une barrière d'isolement pour empêcher les harmoniques de la charge non linéaire de se propager dans le réseau électrique. La figure 1.13 donne un aperçu schématique du concept. Le principe de fonctionnement de base est d'injecter une composante de tension en série avec la tension de source pour annuler la pénétration des harmoniques dans le réseau électrique. Ce filtre peut donc être considéré comme une source de tension contrôlée. La topologie de ce filtre est préférable dans les applications sensibles aux per-

turbations et qui doivent être protégés de la chute de tension.

D'un point de vue économique, le filtre actif série est intéressant dans les applications à faible puissance et pour les systèmes de puissance sans interruption (UPS). Ceci est justifié par le fait que le filtre actif série n'utilise aucun dispositif de stockage d'énergie et que sa puissance nominale est plus faible que celle de l'UPS [12].

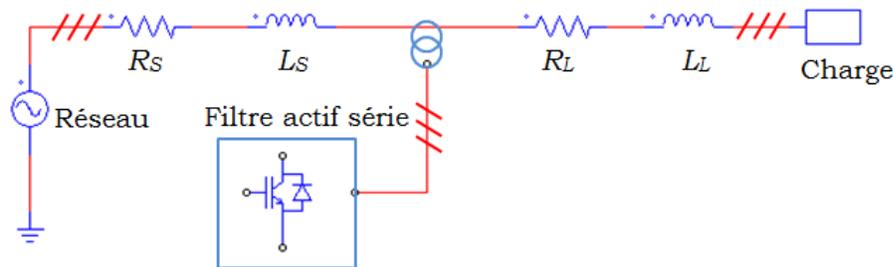


FIGURE 1.13 – APF série relié au réseau électrique.

1.6.4 Filtre actif série-parallèle

Pour jumeler les avantages des filtres actifs série avec ceux du filtre actif parallèle, on peut les connecter comme indiqué sur la figure 1.14. La nouvelle topologie résultante basée sur le fonctionnement simultané des deux filtres est appelée "Unified Power Quality Conditioner" (UPQC) [13, 14].

Si nous plaçons le filtre série en amont du filtre parallèle, nous arrivons à dépolluer la source de tension perturbatrice, et lorsqu'il est placé en aval, il isole la charge de la source perturbée.

1.6.5 Filtre actif hybride

Un filtre actif hybride (HAPF) est une combinaison d'un FAP (parallèle ou série) et d'un filtre passif. Malgré les inconvénients des FP, ils sont toujours présents dans les applications à FAP. La combinaison des deux filtres conduit

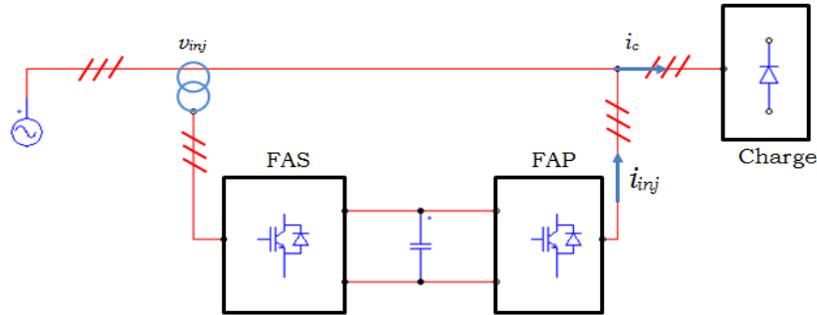


FIGURE 1.14 – Filtre actif série-parallèle (UPQC).

à une réduction de dimensionnement du système de filtre actif, à une structure moins encombrante et un coût réduit. La réduction de dimensionnement du système FAP est obtenue en laissant le filtre passif annuler les harmoniques de faible ordre qui contribuent à la distorsion [15, 16, 17].

Le filtre hybride se subdivise en trois topologies selon la connexion du FAP avec le réseau :

- Filtre actif série combiné avec un filtre passif parallèle.
- Filtre actif parallèle combiné avec un filtre passif parallèle.
- Filtre actif connecté en série avec un filtre passif parallèle.

1.6.5.1 Filtre actif série avec filtre passif parallèle

Le FAS est, généralement, connecté en série avec le système de source de distribution à l'aide d'une inductance et d'un condensateur de filtrage (LC) et d'un transformateur de couplage TC (CT : Coupling Transformer). Par ailleurs, le FP parallèle peut être un filtre LC accordé ou un filtre passe-haut ou toute combinaison de ceux-ci comme montré sur la figure 1.15) [18, 9, 12].

Cette structure permet la réduction du risque de l'anti-résonance entre les éléments du filtre passif et l'impédance du réseau. Dans ce cas, le filtre série joue le rôle d'une résistance contre les courants harmoniques et les force à passer à travers le filtre passif sans affecter le courant fondamental.

À la fréquence fondamentale, le FP parallèle présente une impédance élevée tandis que le FAS sera de faible impédance. Par contre, à une fréquence harmonique le FP parallèle aura une faible impédance alors que le FAP série présente une haute impédance. Cette topologie permet d'éviter le phénomène de résonance ; cependant, le FAS nécessite une protection adéquate en cas de dysfonctionnement car il est en série avec le réseau de distribution. De plus, comme le FAS est connecté au système d'alimentation via un TC capable de supporter un courant à pleine charge, ceci augmentant ainsi le coût, la taille et les pertes du système [9, 19].

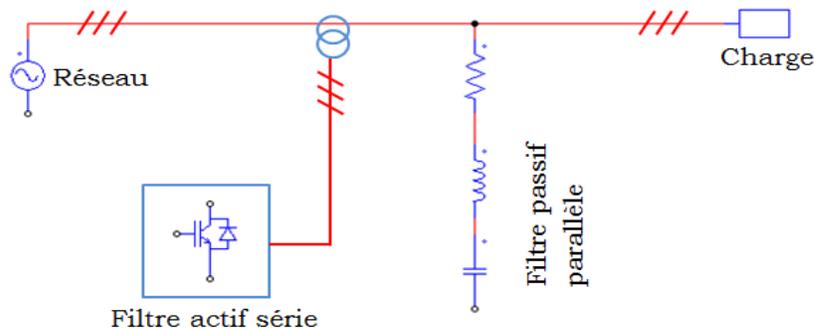


FIGURE 1.15 – Filtre actif hybride série et filtre passif parallèle.

1.6.5.2 FAPH parallèle avec FP parallèle

La configuration du circuit FAP parallèle et FP parallèle est illustrée dans la figure 1.16. L'objectif du filtre actif est d'absorber les courants harmoniques d'ordre faible et le filtre passif élimine les courants harmoniques d'ordre supérieur. De plus, le filtre actif est utilisé comme un dispositif de protection contre toute résonance parallèle générée par les filtres passifs et les équipements du système d'alimentation [20, 21].

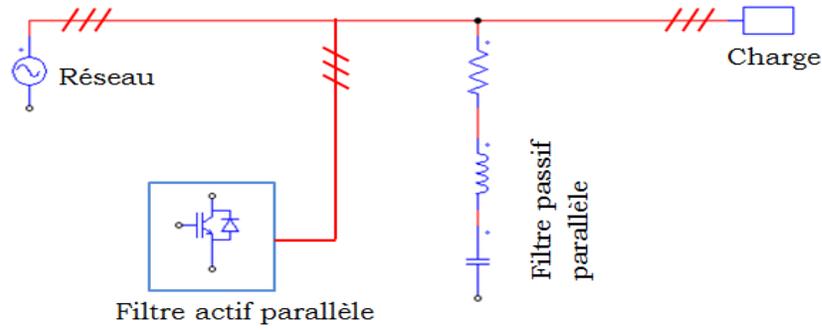


FIGURE 1.16 – Filtre actif hybride parallèle et un filtre passif parallèle.

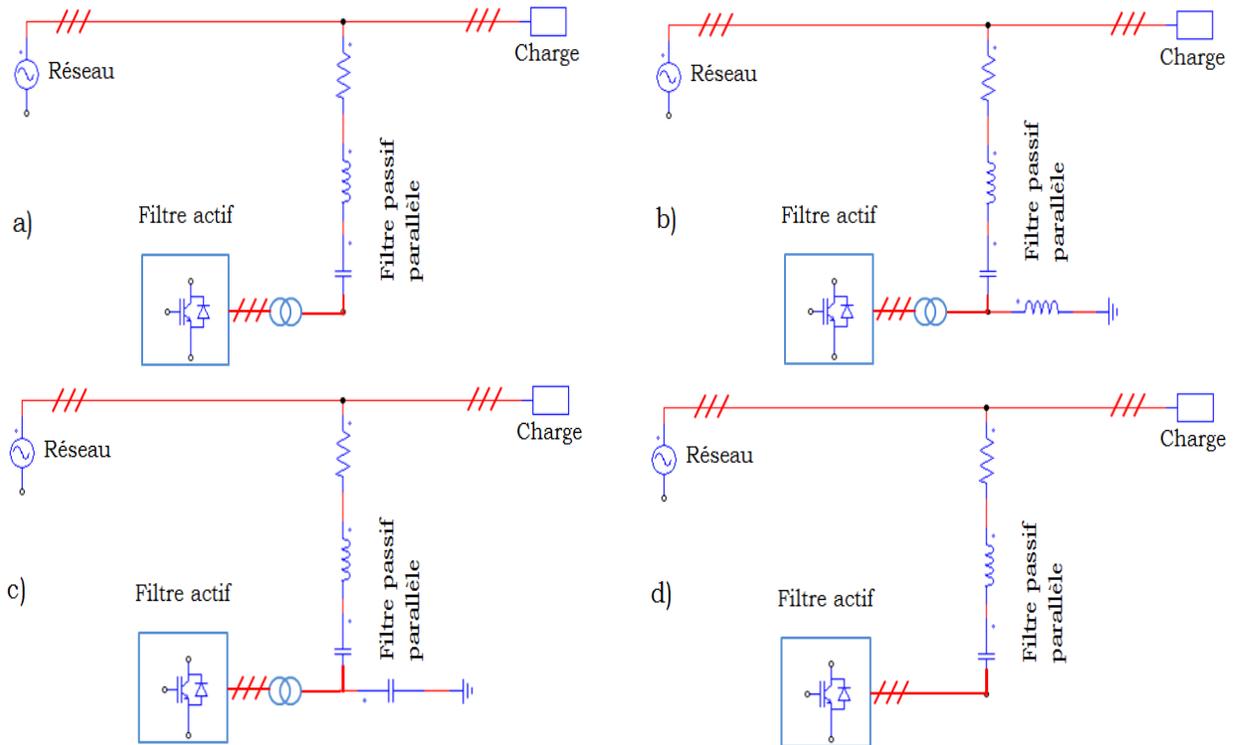


FIGURE 1.17 – Filtre actif hybride en série avec un filtre passif parallèle.

a) avec transformateur. b) avec transformateur et bobine.

c) avec transformateur et condensateur. d) sans transformateur.

1.6.5.3 FAPH en série avec FP parallèle

Un filtre actif hybride en série avec un filtre passif parallèle peut avoir les quatre topologies suivantes :

— La topologie avec un transformateur représentée sur la figure 1.17a. Elle

- permet de réduire la dimension du filtre actif à moins de 2% [22, 23, 24].
- La topologie avec un transformateur et une bobine donnée par la figure 1.17b qui réduit la taille du filtre et le mettre à l’abri de l’éventuel court-circuit de la charge [23, 24].
 - La topologie avec un transformateur et un condensateur illustrée sur la figure 1.17c et qui assure l’amortissement du phénomène de résonance crée par l’inductance de la source [25, 23, 24].
 - La topologie sans transformateur montrée sur la figure 1.17d où les deux filtres actif et passif sont connectés en série directement sans l’intermédiaire du transformateur. Le filtre actif réduise les harmoniques du courant de source, tandis que le filtre passif se comporte comme une impédance faible à la fréquence d’accord et comme une grande impédance à la fréquence fondamentale. Cette topologie réduit la dimension du filtre actif et le protège contre l’éventuel court-circuit de la charge [25, 26, 27].

1.7 Normes

La Commission « Electrotechnique Internationale (*CEI*) » et l’*IEEE* « Institute of Electrical and Electronic Engineers » sont les deux principaux organismes qui définissent le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser, par une série de normes de compatibilité électromagnétique (*CEI61000*) (*IEEESTD519*) [5, 28, 29].

1.7.1 Norme CEI 61000-4-13

Cette norme donnée par le tableau 1.1 définit le taux d’harmoniques en tension imposé pour vérifier l’immunité des appareils.

Rang harmonique	Matériels et système sensibles (%)	Réseaux industriels (%)
3	8	8
5	8	12
7	6.5	10
9	2.5	4
11	5	7
13	4.5	6
15	-	3
17	3	5
19	2	5
21	-	2
23	2	4
25	2	4
27	-	2
29	1.5	4
31	1.5	3

TABLEAU 1.1 – Conditions de la norme CEI 61000-4-13.

1.7.2 Norme CEI 61000-2-2

Elle définit les niveaux de compatibilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics de basse tension comme illustré sur le tableau 1.2.

1.7.3 Norme CEI 61000-3-2

Cette norme résumée dans le tableau 1.3 fixe les limites en courants injectés dans le réseau public par les équipements domestiques et dont le courant par phase est inférieur à 16 A.

Rangs impairs		Rangs impairs		Rangs pairs	
Rangs	Taux (%)	Rangs	Taux (%)	Rangs	Taux (%)
5	5	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5	-	-	12	0.2
23	1.5	-	-	>12	0.2
25	1.5	-	-	-	-
>25	$0.2+1.3*25/h$	-	-	-	-

TABLEAU 1.2 – Conditions de la norme *CEI61000 – 2 – 2*.

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé (A)
Harmoniques impairs	
3	2.5
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 39$	$0.15*15/h$
Harmoniques pairs	
2	1.08
4	0.43
6	0.3
$8 \leq h \leq 40$	$0.23*8/h$

TABLEAU 1.3 – Conditions de la norme *CEI61000 – 3 – 2*.

1.7.3.1 Norme IEEE STD 519 (1992 et 2014)

Les limites recommandées dans cette norme s'appliquent uniquement au point de couplage commun (PCC) et ne doivent pas être appliquées à des équipements individuels ou à des emplacements dans l'installation d'un utilisateur. Le tableau 1.4 résume les limites recommandées par cette norme. Néanmoins, les tensions et les courants harmoniques, à ces emplacements, pourraient être nettement supérieurs aux limites recommandées par le PCC en raison du manque de diversité et à cause des phénomènes qui tendent à réduire les effets combinés de plusieurs sources harmoniques à des niveaux en dessous de leur sommation algébrique.

Tension de bus au PCC	Distorsion de tension individuelle (%)	Distorsion de tension totale THD (%)
$\leq 69kV$	3	5.0
De $69.001 kV$ à $161 kV$	1.5	2.5
$\geq 161.001kV$	1.0	1.5

TABLEAU 1.4 – Limites de distorsion de la tension selon la norme STD 512-92.

Tension de bus au PCC	Distorsion de tension individuelle (%)	Distorsion de tension totale THD (%)
$V \leq 1.0kV$	5	8
$1kV < V \leq 69kV$ à $161 kV$	3.0	5.0
$69kV < V \leq 161kV$	1.5	2.5
$161kV < V$	1.0	1.5 ^a

TABLEAU 1.5 – Limites de distorsion de la tension selon la norme STD 512-14.

a : Les systèmes à haute tension peuvent avoir jusqu'à 2,0% de THD lorsque la cause est une borne HVDC et dont les effets seront atténués aux points du réseau et les futurs utilisateurs peuvent être connectés.

Distorsion du courant harmonique maximale en% de i_L						
Ordre harmonique individuel (harmoniques impairs) ^{bc}						
I_{SC}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	TDD
$< 20^d$	4	2	1.5	0.6	0.3	5
$20 < 50$	7	3.5	2.5	1	0.5	8
$50 < 100$	10	4.4	4	1.5	0.7	12
$100 < 1000$	12	5.5	5	2	1	15
> 1000	15	7	6	2.5	1.4	20

TABLEAU 1.6 – Limites de distorsion du courant pour les systèmes de 120 V à 69 kV selon la norme *STD512 – 14*.

b : Les harmoniques paires sont limitées à 25% des limites d’harmoniques impaires ci-dessus.

c : Les distorsions de courant qui entraînent un décalage en courant continu ne sont pas autorisées.

d : Tous les équipements de production d’énergie sont limités à ces valeurs de distorsion de courant quel que soit $\frac{I_{SC}}{I_L}$.

I_{SC} est le courant de court-circuit maximal au PCC.

I_L le courant de charge de demande maximale en composante fondamentale au PCC dans des conditions de fonctionnement de charge normales.

TDD (Total Demand Distortion) est la distorsion de la demande totale.

1.7.4 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons introduit les perturbations qui affectent les réseaux électriques, notamment les harmoniques, leurs origines et leur nuisance sur le réseau de distribution. Ensuite, nous sommes passés aux solutions traditionnelles et modernes et nous avons mentionné leurs types et leur faisabilité. Nous avons montré que les filtres passifs ne conviennent pas seuls et que des filtres actifs sont importants et doivent être utilisés pour réduire les

harmoniques. Nous avons donné, à la fin, un aperçu sur les normes imposées, par les organismes de normalisation, dans ce domaine.

Après avoir cerner la problématique de pollution ainsi que les solutions traditionnelles et modernes de dépollution du réseau électrique, nous présentons, dans le chapitre suivant, l'ensemble de nos contributions dans ce domaine.

Chapitre 2

État de l'art des filtres actifs

2.1 Introduction

La technologie des semi-conducteurs a connu de grand progrès au cours des quarante dernières années, grâce à l'apparition des composants électroniques robustes et réactifs pour répondre au besoin de nombreuses applications telles que les filtres actifs qui jouent un rôle important dans la production d'une énergie propre et de haute qualité.

Depuis leur apparition en 1971, les filtres actifs ont connu un large spectre d'application dans divers domaines et des industries développés autour du génie électrique. Un filtre actif sert à contrôler les pollutions harmoniques dans les réseaux électriques de distribution et compenser les creux en tension et les déséquilibres afin de répondre aux exigences du consommateur en termes de qualité d'énergie.

Les filtres actifs sont très flexibles en raison de la variété de leurs différentes structures, y compris parallèle, série et hybride ; combinée (série-parallèle). Les stratégies de commande de ce genre de systèmes diffèrent également. Certaines d'entre elles sont classiques comme la MLI et l'hystérésis ; améliorées comme le mode glissant et le prédictif ou bien intelligentes comme celles basées sur les réseaux de neurones, la logique floue et les algorithmes génétiques. D'autres

techniques de commande sont inspirées de la nature comme celles qui imitent les colonies de fourmis ou les colonies d'abeilles.

En raison de sa bonne compatibilité avec les différents environnements, dans lesquels il a été intégré, le filtre actif joue un rôle important dans les installations développées autour de l'énergie électrique que ce soit de source fossile ou renouvelable. Dans ce qui suit, nous présentons un état de l'art sommaire sur ce genre de filtre ainsi que les étapes marquant son évolution depuis sa création jusqu'à nos jours [30, 31, 32].

2.2 État de l'art des filtres actifs :

L'un des facteurs important pour les distributeurs de l'énergie électrique est le niveau des harmoniques dans les réseaux électriques et qui fait l'objet d'une activité de recherche très intense depuis plusieurs années.

2.2.1 H. Sasaki (1971)

En 1971, H. Sasaki et T. Machida ont introduit le principe de base des filtres actifs parallèles [33]. Ils ont proposé une nouvelle méthode pour éliminer les courants harmoniques représentés à l'aide d'un transformateur à trois enroulements et un circuit de commande comme le montre la figure 2.1. Ce dernier extrait les composantes primaires du courant de la charge circulant dans l'enroulement secondaire, puis génère des courants harmoniques qui seront injectés dans le troisième enroulement du transformateur. Cela entraîne l'annulation du flux harmonique dans le noyau et la production des courants de fréquence fondamentale dans la bobine primaire. Néanmoins, la mise en œuvre de cette technique n'est pas rentable en raison de son faible rendement.

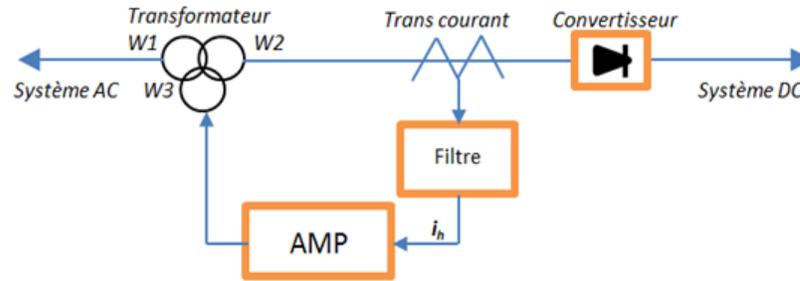


FIGURE 2.1 – Élimination des courants harmoniques par compensation du flux magnétique.

2.2.2 H. Akagi (1982)

En 1982, un filtre actif parallèle de 800 kVA , composé d'onduleur MLI à source de courant et à base de thyristors GTO, a été mis en pratique, pour la première fois au monde, pour la compensation des harmoniques. Le but des filtres actifs parallèle est de compenser la puissance réactive, la séquence négative et les harmoniques dans le cas des systèmes à régime permanent. Dans ce cadre, le calcul des courants de compensation est simple ; cependant, la compensation pour les charges fluctuantes est très difficiles. De plus, une attention particulière est portée à la combinaison d'un filtre actif avec un filtre passif parallèle pour réduire les coûts initiaux et pour améliorer l'efficacité du système [34].

2.2.3 H. Akagi (1984)

En 1984, un nouveau compensateur de puissance réactive instantanée sans composant de stockage de l'énergie a été proposé par H. Akagi et al. [10] comme l'illustre la figure 2.2. Pour traiter mathématiquement les grandeurs instantanées, les auteurs ont montré qu'il suffit de les exprimer avec des vecteurs spatiaux instantanés dans le plan (a, b, c) . Les axes a , b et c sont superposés sur le même plan, écartés l'un de l'autre par $2\pi/3$. Les tensions v_a, v_b, v_c et les

courants i_a, i_b, i_c sont mis sur les axes (a, b, c) respectivement, puis ces vecteurs sont convertis dans le plan orthogonal α, β de Concordia. Les puissances instantanée et réactive sont divisées en composantes continues et alternatives qui traduisaient les courants harmonique et réactif dans une charge non linéaire. Un filtre adéquat est utilisé, ensuite, pour extraire les composantes du courant alternatif. La technique de conception du filtre a un impact significatif sur ses propriétés. En effet, le filtre conçu doit éliminer les courants harmoniques, les courants réactifs ou les deux.

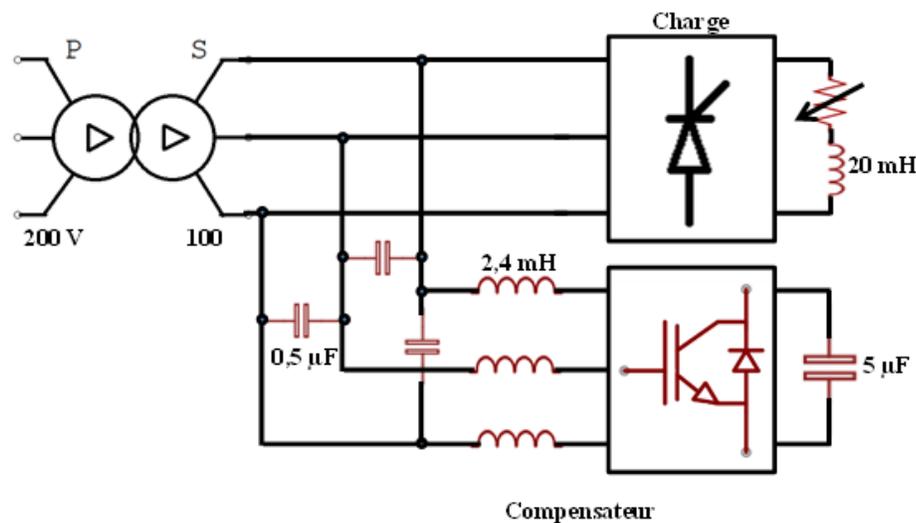


FIGURE 2.2 – Configuration du système expérimental.

2.2.4 L. T. Moran (1987)

Dans le même contexte, T. Moran et P. D. Ziogas ont proposé un système de filtration active parallèle basé sur un onduleur de tension triphasé avec une MLI qui agit comme un compensateur synchrone de la puissance réactive. Ce système a permis une compensation efficace du facteur de puissance en montée et en descente avec un temps de réponse optimisé [35].

2.2.5 M. Takida (1988)

Dans [36] M. Takida, K. Ikida et A. Teramoto ont présenté une conception de filtre hybride dans laquelle le filtre actif est mis en parallèle avec un filtre passe-haut conventionnel. L'objectif du filtre actif est d'absorber les courants harmoniques d'ordre faible tandis que le filtre passif absorbe les courants harmoniques d'ordre supérieur. De plus, le filtre actif a été utilisé comme dispositif de protection contre toute résonance parallèle générée par les filtres passifs et les équipements de la source (voir la figure 2.3). Elle a été réalisée expérimentalement sur un cyclo-convertisseur $2 * 2800kW$, compensé par un filtre actif de $900kVA$ et un filtre passif de $6600kVA$.

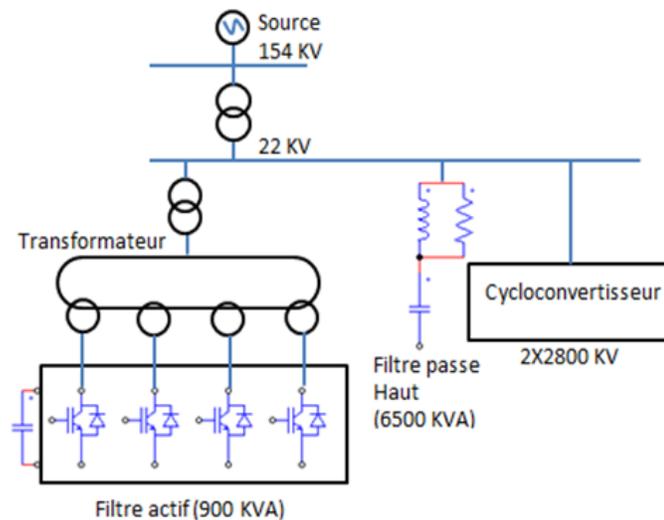


FIGURE 2.3 – Configuration du filtre hybride.

2.2.6 H. Akagi (1988)

Les auteurs de [37, 38] ont proposé des systèmes hybrides composés d'un filtre passif parallèle et d'un filtre actif série. Ces systèmes associent les avantages du filtre passif avec ceux du filtre actif. En effet, le filtre passif supprime la distorsion harmonique dans les systèmes d'alimentation alors que le filtre actif réduit les problèmes du filtre passif, élimine le phénomène de résonance et

empêche l'apparition des courants harmoniques.

2.2.7 S. Moran (1989)

En 1989, S. Moran a présenté dans [39] une technique pour isoler les charges sensibles aux harmoniques de celles qui les produisant comme les convertisseurs de puissance. Il l'a appelé le régulateur/compensateur de tension de ligne (LVRC line voltage regulator/conditionner). Il s'agit d'une combinaison d'un filtre actif série avec un autre parallèle. Le filtre série avait les missions de réguler la tension de sortie et d'isoler les charges sensibles du côté de la sortie du LVRC. Le filtre parallèle avait pour mission de générer le courant harmonique requis pour refléter une charge linéaire vers la source.

2.2.8 T. C. Shuter (1989)

Les auteurs de [40] ont présenté les résultats d'un projet de recherche portant l'étude de l'effet du niveau des harmoniques sur les circuits de distribution aux différentes charges de l'AEP (American Electric Power system). Les niveaux d'harmoniques ont été enregistrés et analysés dans sept cercles de distribution de classes différentes ; résidentiel, commercial et industriel sur quatre ans. Grâce à cette étude, ils ont pu avoir des résultats précieux sur les caractéristiques des charges et leurs niveaux d'harmoniques typiques.

2.2.9 F.-Z. Peng (1990)

Dans [41, 42], la stratégie utilisée par les auteurs est différente, ils ont utilisé un filtre actif à plusieurs convertisseurs MLI à source de tension et basé sur la

théorie de puissance réactive instantanée et la figure 2.4 illustre cette structure. Ceci était assez différent de la stratégie de contrôle conventionnelle, et donnait ainsi des meilleurs résultats de compensation consolidés par des résultats expérimentaux. Les auteurs ont montré que la fréquence de coupure et l'ordre du filtre passe-bas, ont un effet sur la qualité de compensation dans le régime transitoire.

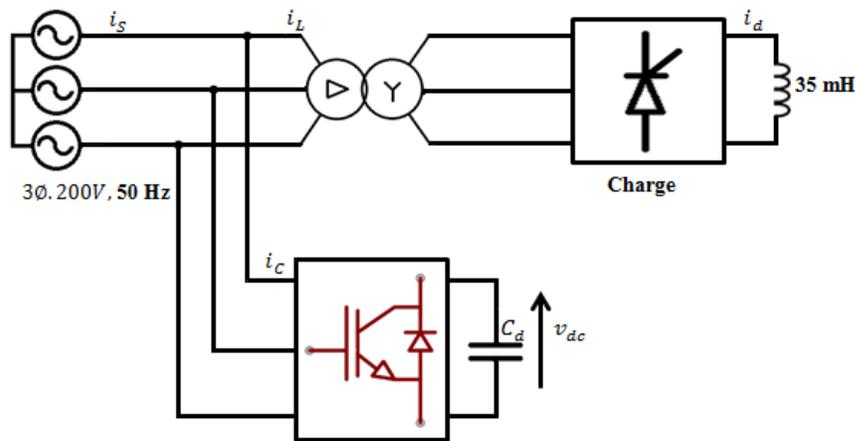


FIGURE 2.4 – Système de compensation proposé dans [18].

2.2.10 H. Fujita (1991)

En 1991, les auteurs de [15] ont introduit une conception plus efficace et s'agissant d'un filtre actif placé en série avec un filtre passif et parallèlement à la source d'alimentation et à la charge polluante, la structure est donnée par la figure 2.5. Cette conception a apporté une solution aux problèmes inhérents à l'utilisation d'un filtre passif.

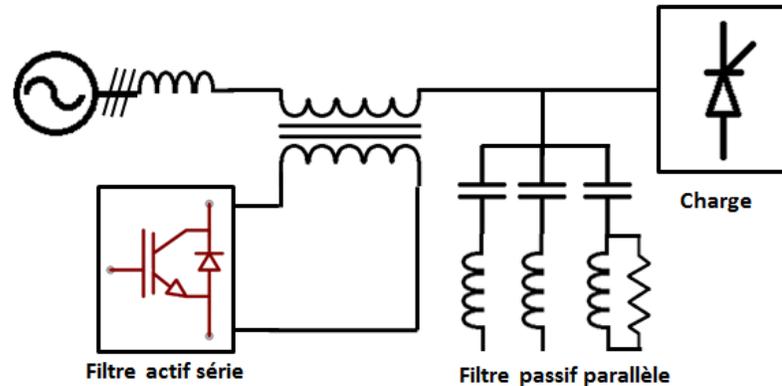


FIGURE 2.5 – Combinaison entre filtre actif et filtre passif parallèle.

2.2.11 A. Emanuel (1993)

Le travail présenté dans [43] s'est appuyé sur la distribution statistique des niveaux harmoniques pour des clients industriels, commerciaux et résidentiels. Les auteurs ont démontré l'importance d'adopter l'analyse statistique des harmoniques et ont arriver à caractériser le comportement aléatoire du processus à l'aide du classement des niveaux des harmoniques en trois classes à savoir maximum, moyen et minimum.

Les filtres passifs parallèle, qui consistent en des filtres LC inter-connectés et/ou des filtres passe-haut, ont été utilisés pour améliorer le facteur de puissance et supprimer les harmoniques dans les systèmes électriques. Cependant, ils présentent un certain nombre de problèmes qui limitent ses champs d'application. En effet, à une fréquence harmonique donnée, un filtre passif parallèle présente une impédance inférieure à celle de la source pour réduire les courants harmoniques circulant dans la source. En principe, la qualité du filtre passif parallèle est déterminée par le rapport entre l'impédance de la source et celle du filtre lui même. De ce principe, le filtre passif parallèle présente les problèmes suivants :

- L'impédance de la source n'est, généralement, pas connue avec précision et varie avec la configuration du système, donc elle peut influencer fortement la qualité du filtrage.

- Le filtre passif parallèle agit comme un puits pour le courant harmonique provenant de la source et peut, dans certain cas, tomber en résonance destructive avec l'impédance de la source.
- À une fréquence donnée, une résonance parallèle se produit entre l'impédance de la source et le filtre passif parallèle et génère ce qu'on appelle l'amplification harmonique.

2.2.12 V. B. Bhavaraju (1993)

Dans [44], un filtre de puissance actif a été proposé par V. B. Bhavaraju et P. N. Enjeti pour rééquilibrer les charges déséquilibrées. L'idée était basée sur un convertisseur MLI CA/CC triphasé avec un stockage d'énergie inductif. Ce dernier est contrôlé et la composante à séquence négative du courant de charge est mesurée de façon continu et injectée dans le point de raccordement commun afin d'équilibrer les charges déséquilibrées.

2.2.13 L. Moràn (1994)

Dans [45], les auteurs ont présenté un filtre actif de puissance implémenté avec deux onduleurs de tension connectés en cascade. Le filtre actif est connecté en parallèle au système pour compenser à la fois la puissance réactive et les courants harmoniques de la charge non linéaire. L'onduleur connecté près de la charge compense la puissance réactive et les composantes de courant à basse fréquence. Le second onduleur compense uniquement les composantes du courant à haute fréquence. C'est pour cette raison que le premier onduleur MLI était à base de GTO fonctionnant en basses fréquences tandis que le deuxième était à base d'IGBT pour fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées.

2.2.14 H. Akagi (1995)

En 1995, un nouveau compensateur composé de deux filtres actifs et d'un filtre passif parallèle a été proposé dans [46]. L'un des deux filtres actifs est connecté en série avec l'alimentation, tandis que l'autre est monté en série avec le filtre passif parallèle. L'objectif du compensateur proposé est de réduire la distorsion en tension et d'éliminer les courants harmoniques au point de connexion.

2.2.15 S. Saetieo (1995)

Les auteurs de [47] ont proposé un filtre actif de puissance pour les systèmes triphasés (figure 2.6). Le travail est motivé par le besoin d'une filtration active dans un système d'excitation à source de courant pour un générateur à réluctance variable. Le filtre actif est composé d'un onduleur triphasé à six commutateurs, d'un condensateur du bus continu et d'un transformateur d'isolement. L'inductance de fuite associée à chaque phase du transformateur d'isolement est utilisée comme impédance série avec chaque phase. Grâce à cette association l'onduleur est capable de lisser activement les courants de phase et compenser, ainsi, les non linéarités de toutes les charges au point de couplage commun. Le filtre actif est commandé par deux boucles de contrôle ; la première est interne et à base de mode glissant pour la régulation du courant, alors que le second est externe pour régler la tension moyenne aux bornes du condensateur du bus continu.

2.2.16 M. Rastogi (1995)

Une nouvelle topologie du filtre hybride et sa commande ont été présentés dans [16] en 1995 par M. Rastogi, N. Mohan et A. Edris. L'analyse menée montre que dans le filtre proposé, le convertisseur de puissance a un faible taux de distorsion

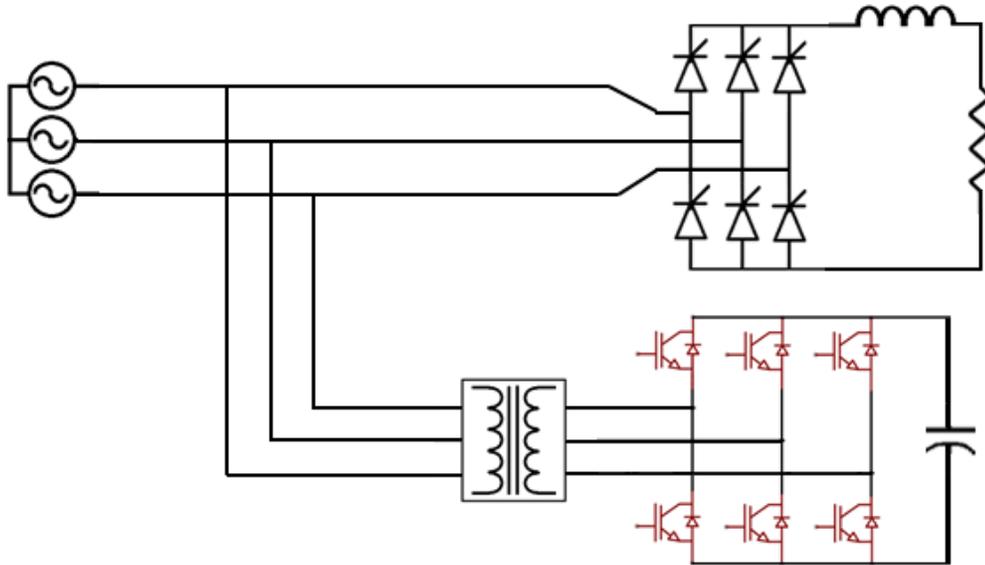


FIGURE 2.6 – Filtre actif à base d'onduleur de tension.

9% en le comparant au taux du même convertisseur dans un filtre actif ou dans un filtre hybride série. La structure proposée se compose d'un filtre passif, un convertisseur de puissance commandé en courant et d'un commutateur statique formé de deux thyristors connectés dos à dos. La topologie proposée a permis la mise en œuvre pratique du filtrage actif des courants harmoniques et d'empêcher ces courants d'entrer dans le système électrique.

2.2.17 F. Z. Pang (1996)

Les chercheurs F. Sheng et J.-S. Lai [11] ont généralisé la théorie de la puissance réactive instantanée aux systèmes triphasés indépendamment de la puissance sinusoïdale ou non et de la charge équilibrée ou non avec ou sans courant à séquence zéro (voir la figure 2.7). Ils ont présenté une technique de conception dans laquelle tous les composants, comme la puissance réactive fondamentale, le courant réactif fondamental et le courant harmonique, sont totalement isolés. Les filtres actifs, basés sur cette théorie, offrent des propriétés de compensation

très importantes aussi bien pour le régime transitoire que pour le régime stationnaire.

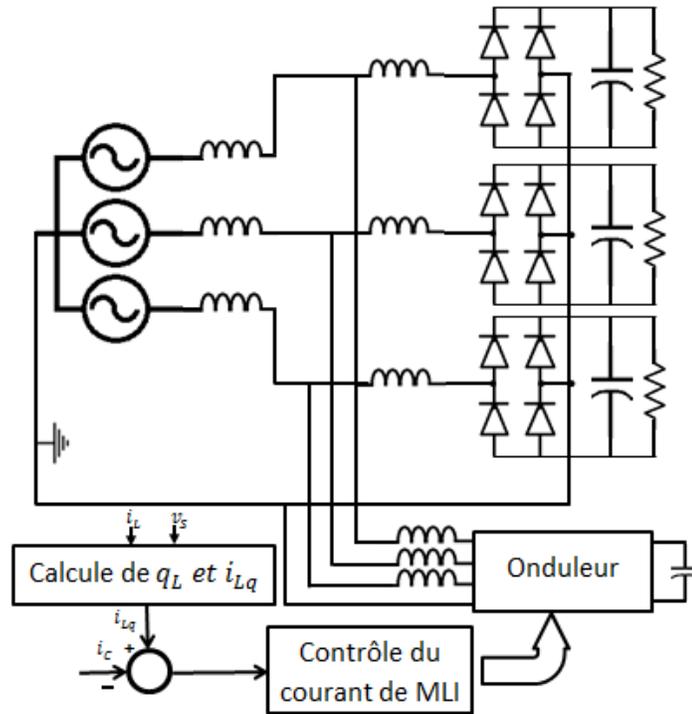


FIGURE 2.7 – Système de compensation de la puissance réactive instantanée.

2.2.18 V. Aburto (1997)

Le travail proposé en 1997 par V. Aburto et al. [48], a été le premier travail qui a présenté un filtre actif de puissance multi-niveaux basé sur un onduleur de tension à point neutre et à trois niveaux. Le filtre proposé pouvait compenser les harmoniques de courant et la puissance réactive dans les systèmes de distribution de moyenne tension. Le travail a présenté les principes de fonctionnement et les critères de conception des circuits de puissance et de commande.

2.2.19 H. Fujita (1998)

La nouvelle topologie proposée par H. Fujita et H. Akagi en 1998 [49] correspond au filtrage parallèle-série actifs (UPQC). Cette étude a présenté deux types d'UPQC. L'un est un UPQC général pour les systèmes de distribution d'énergie et les systèmes d'alimentation industriels. L'autre est un UPQC spécifique pour une charge sensible aux creux et aux déséquilibres de la tension d'alimentation. Le filtre actif en série élimine les creux et les déséquilibres de la tension aux bornes de la charge et force le filtre passif parallèle à absorber toutes les harmoniques produites par les charges non linéaires. Le filtre actif parallèle permettait la régulation de la tension continue, induisant ainsi une réduction significative dans la taille du condensateur DC.

2.2.20 P. T. Cheng (1998)

En 1998, les auteurs de [25] ont proposés un nouveau schéma de commande pour un filtre actif parallèle hybride (HPAF) destiné aux applications de haute puissance afin de répondre aux normes IEEE 519 [50]. L'onduleur à filtre actif est réalisé avec des onduleurs à ondes carrées de faible puissance fonctionnant aux fréquences harmoniques dominantes (figure 2.8). Le système proposé permet d'isoler les harmoniques aux fréquences harmoniques dominantes même en présence des distorsions harmoniques au niveau de la tension d'alimentation.

2.2.21 P. G. Barbosa (1998)

Les auteurs de [51] ont présenté une étude de faisabilité de réaliser un filtre série-parallèle en utilisant des redresseurs triphasés à base des thyristors comme le montre la figure 2.9. Le filtre actif proposé était basé sur deux unités de puis-

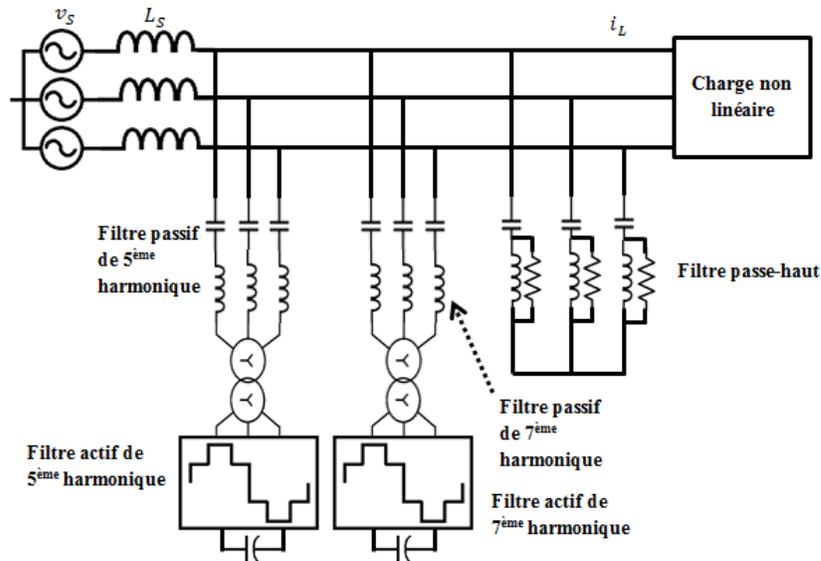


FIGURE 2.8 – Système de HPAF proposé dans [16].

sance actives : un filtre parallèle connecté au côté AC et un filtre série connecté au côté DC du redresseur. Les filtres avaient une liaison continue commune et le filtre parallèle est commandé en utilisant les concepts des puissances instantanées réelles et imaginaires. Le filtre série est commandé de manière à annuler l'ondulation en tension de sortie du redresseur.

2.2.22 S. Round (1998)

En 1998, S. Round et al. ont proposé un filtre actif parallèle à trois niveaux capable d'éliminer les courants harmoniques provoqués par l'alimentation des sites commerciaux et industriels. La nouvelle technique de compensation, basée sur la soustraction sinusoïdale, produit un système de filtrage actif qui offre des performances supérieures à ceux du système traditionnel à deux niveaux. De plus, il a été démontré que les condensateurs de correction du facteur de puissance doivent être installés en amont des filtres actifs parallèles afin que le système fonctionne de manière stable [52].

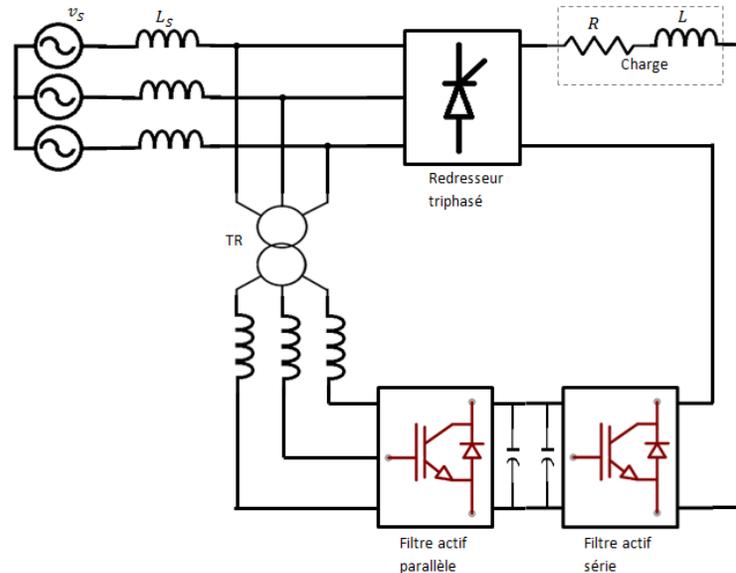


FIGURE 2.9 – Diagramme du filtre actif parallèle-série.

Malgré les avantages cités ci-dessus, mais l'utilisation des filtres actifs est confrontée aux problèmes suivants :

- Les courants injectés par les filtres actifs parallèles peuvent passer dans les condensateurs connectés en parallèle avec le système d'alimentation.
- La difficulté de réaliser des onduleurs de fortes puissances, de courts temps de réponse et de faibles pertes.
- Le coût de réalisation est beaucoup plus élevé que celui des filtres passifs.

Ces problèmes et autres ont conduit à l'idée de combiner les deux filtres, actif et passif, pour donner naissance aux filtres hybrides.

2.2.23 S. Kim (2002)

Une nouvelle topologie de filtre actif hybride a été présentée en 2002 dans [53]. Elle est constituée de deux onduleurs, l'un est à base d'IGBT et l'autre à base de MOSFET pour obtenir une compensation du courant harmonique. Le rôle de l'onduleur IGBT est de prendre en charge la tension fondamentale de source et de compenser la puissance réactive fondamentale. L'onduleur MOS-

FET, quant à lui, assure la compensation du courant harmonique. Pour réduire, davantage, les coûts et simplifier la commande, les onduleurs IGBT et MOSFET partagent la même liaison CC à travers le point de dérivation du condensateur. Par rapport à la topologie APF conventionnelle, l'approche proposée utilise une tension de liaison continue plus faible et génère moins de bruit à l'aide d'un transformateur d'isolement entre la source et les deux onduleurs.

2.2.24 P.-C. Tan (2004)

Dans [54], les auteurs ont proposé une topologie réduite du filtre hybride formée d'un filtre actif de puissance multi-niveaux en parallèle et un filtre d'amortissement passif de faible puissance. Le filtre actif est contrôlé par une stratégie de régulation dite d'hystérésis qui permet à la fois d'atténuer la distorsion harmonique et de fournir une tension quadratique moyenne. Quant au filtre passif, il assure l'atténuation des résonances harmoniques à un niveau acceptable. Les résultats obtenus ont montré que le système de filtrage hybride peut améliorer le rendement du système contre un coût relativement faible. Ceci encourage le remplacement des solutions à thyristors et l'augmentation, ainsi, de la qualité d'énergie sans pour autant mettre à niveau le système complet. L'étude a montré, également, les bonnes performances du filtrage hybride à la fois en régime permanent et en régime transitoire.

2.2.25 T. Jin (2005)

Dans [55], de multiples topologies des onduleurs étaient proposées pour la conception des filtres actifs triphasés à trois niveaux pour répondre aux besoins des industrielles. Ces topologies étaient utilisées aux systèmes de commande

des moteurs électriques, et pour la compensation de l'énergie réactive. Le filtre proposé à présente un fonctionnement, à haute tension, très satisfaisant avec des contraintes réduites sur les composants semi-conducteurs et un circuit de commande simple. Les résultats expérimentaux, sur un prototype de $1kW$, ont démontré une excellente capacité de suppression des harmoniques et un fonctionnement robuste du système.

2.2.26 B. R. Lin (2005)

Un onduleur de source de tension triphasé à deux bras est proposé par B. R. Lin et T. Y. Yang dans [56], pour un fonctionnement MLI à trois niveaux. Un filtre actif parallèle de puissance est mis en œuvre pour réaliser l'élimination des harmoniques, la compensation de la puissance réactive et la régulation de la tension du bus continu de l'onduleur. Quatre commutateurs actifs sont utilisés dans chaque bras de l'onduleur. Ce dernier fonctionne comme une source de courant contrôlable par deux boucles de commande pour fournir la puissance active nécessaire à la compensation des pertes de l'onduleur, pour supprimer les harmoniques de courant et pour compenser la puissance réactive consommée par les charges non linéaires.

Une topologie similaire a été présentée, ensuite, par les mêmes auteurs dans [57]. La nouvelle configuration d'onduleur à trois niveaux et deux bras, est constitué de quatre composants actifs et un condensateur pour chaque bras, pour réduire la contrainte de tension sur les composantes semi-conducteurs. Trois boucles de commande sont utilisées pour obtenir la tension constante du bus continu, pour suivre la référence en courant de ligne et pour équilibrer la tension du point neutre.

2.2.27 M. E. Ortúzar (2006)

Les auteurs de [58] ont présentés en 2006 une nouvelle topologie de filtre actif de 81 niveaux. Chaque phase était composée de quatre convertisseurs à trois états, tous connectés au même condensateur du bus continu et leurs sorties respectives sont connectée en série via des transformateurs de sortie. Les principaux avantages de cette structure est l'obtention d'une distorsion harmonique négligeable et le fonctionnement à très basse fréquence de commutation.

2.2.28 K. Shahnawaz (2020)

Récemment en 2020, on trouve dans [59] une nouvelle stratégie de commande pour les filtres actifs de puissance. La contribution principale de cette étude est basée sur la relation entre la précision et le coût tout en concentrant sur l'évaluation des performances du filtre actif avec compensateur comme l'illustre la figure 2.10. Le facteur de puissance de l'onduleur était la partie principale vu qu'il détermine, approximativement, le coût global du système. Dans la structure proposée, la partie active était utilisée pour filtrer les harmoniques d'ordre supérieur, tandis que les harmoniques d'ordre inférieur étaient éliminées par le compensateur. Le tableau 2.1 résume les résultats obtenus :

Parametre	FAP
% of THD	1.25
Facteur de puissance	0.997
Coût	Moyen
Performance	Bonne
Complexité	Faible

TABLEAU 2.1 – Résumé des résultats obtenus dans [35].

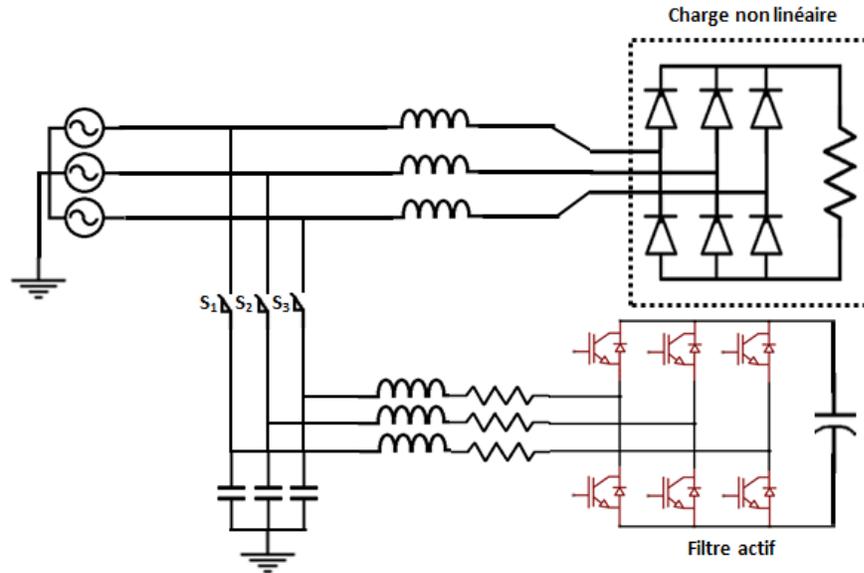


FIGURE 2.10 – Structure du filtre de puissance proposé dans [35].

A la fin cet état de l'art sommaire, il est intéressant d'attirer l'attention et de rappeler un certain nombre de technique de commande, utilisées dans le domaine, tels que le mode glissant [57], les ondelettes [60], le contrôle de flux [61], la commande prédictive [62], et la commande adaptative [63, 64, 65] d'une part, et d'autre part les techniques intelligentes comme ceux à base des réseaux de neurones [66], de la logique floue [67, 68, 69, 70], des algorithmes génétiques [71] ou même des techniques inspirées de la nature comme celles des colonies d'abeilles, meta-heuristiques et les colonies de fourmis [72, 73, 74]. De plus, l'interaction des filtres actifs avec les énergies renouvelables ne peut être négligée. En effet, on connaît aujourd'hui des filtres actifs utilisés dans les systèmes solaires [75] et les aérogénérateurs [76].

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art succinct des filtres actifs de puissance. Nous avons montré que l'utilisation des filtres actifs permet de remédier aux insuffisances des filtres passifs et de fournir une meilleure qualité

de compensation des harmoniques.

Nous avons cité de nombreuses configurations des filtres actifs, dont certaines entre eux sont des solutions aux problèmes de leurs versions précédentes, et d'autres sont dédiées à des applications spécifiques pour la compensation des harmoniques, le re-équilibre des phases et pour traiter le problème de creux de tension engendrés par certains équipements.

Dans le chapitre suivant, nous traitons les différentes facettes du problème de pollution du réseau électrique et nous donnons un tour d'horizon sur les solutions, traditionnelles et modernes, de dépollution.

Chapitre 3

Structure, identification et régulation du filtre actif

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les perturbations entachant le fonctionnement des réseaux électriques ainsi que les techniques de dépollution, notamment le filtre actif et le filtre actif hybride.

Dans ce chapitre, notre effort sera focalisé sur l'étude du filtre actif parallèle (FAP) et le filtre actif hybride (FAPH). Nous introduisons, en premier lieu, la structure des filtres actifs parallèle pur et hybride qui permettent la compensation des harmoniques, ensuite nous étudierons quelques méthodes d'identification des courants harmoniques développées dans les deux domaines fréquentiel et temporel, puis nous détaillerons les différentes stratégies de commande à savoir par hystérésis, par modulation de largeur d'impulsions, et par logique floue. Enfin une étude sera présentée sur la régulation du courant du filtre et de la tension du bus continu.

3.2 Principe de fonctionnement d'un FAP

Le filtre actif sert à éliminer les harmoniques provenant de la charge non linéaire en délivrant au réseau, à tous instant, des harmoniques égaux en amplitude et en opposition de phase à ceux produites par la charge non linéaire. Ceci pour en assurer que le courant dans le réseau reste sinusoïdal et compenser ainsi la puissance réactive absorbée.

Le FAPH est constitué d'un filtre actif à structure tension et d'un filtre passif. Ces deux filtres sont connectés en série. L'ensemble est connecté en parallèle sur le réseau comme montré sur la figure 3.1.

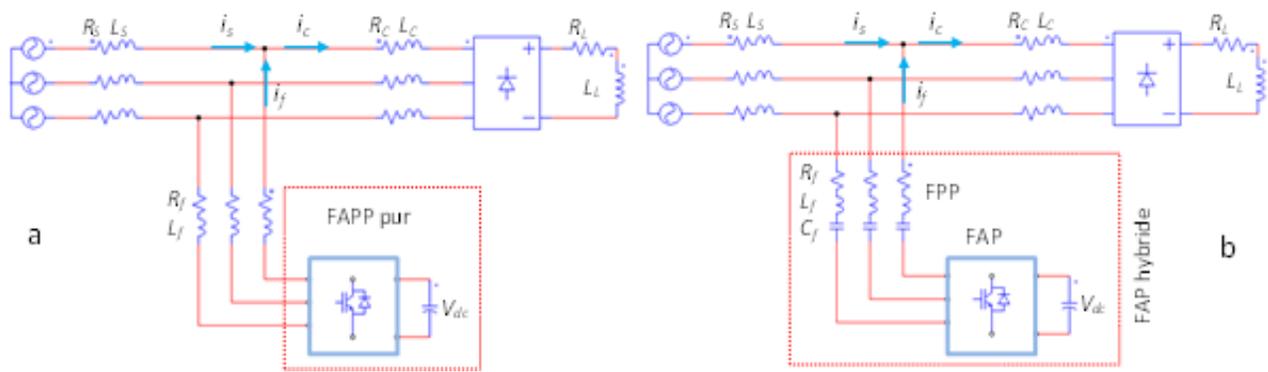


FIGURE 3.1 – Liaison du FAP pur (a) et FAPH dans le réseau (b)

3.3 Structure générale du filtre actif triphasé parallèle et hybride

Un filtre actif parallèle triphasé contient deux parties nécessaires ; la partie puissance et la partie commande. La partie puissance du FAP est constituée d'un onduleur, d'un filtre de sortie, et d'un élément passif lui servant de source d'énergie. Pour le FAPH, la seule différence du FAP est le filtre de sortie remplacé par un filtre passif accordé généralement sur la cinquième ou la septième harmonique.

La partie commande pour les deux types sert à générer les courants de références, de commander l'onduleur et de réguler la tension continue.

La figure 3.2 présente la structure d'un filtre actif parallèle et les deux parties ; de puissance et de commande [26].

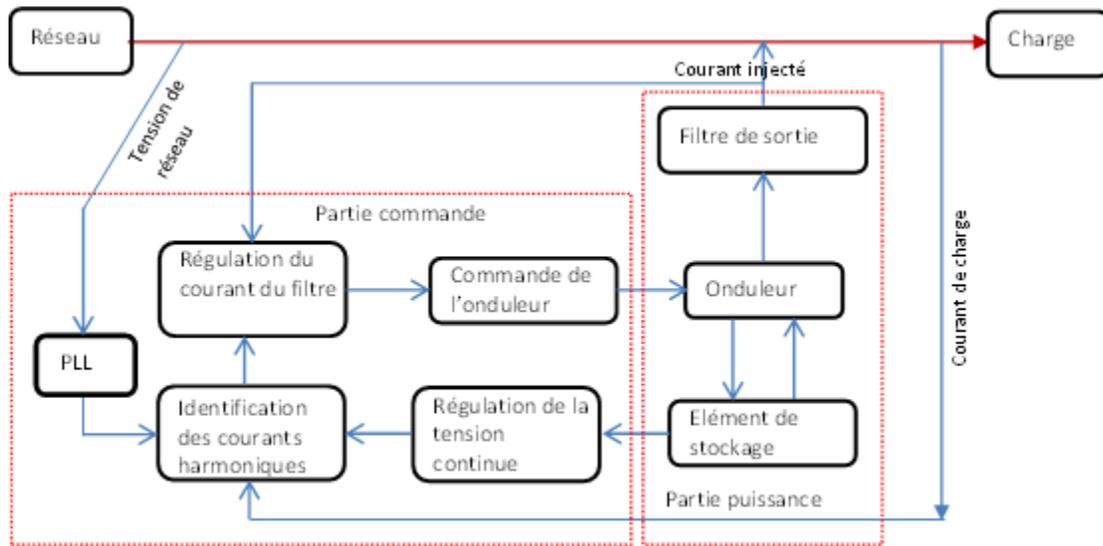


FIGURE 3.2 – Structure générale d'un FAP

3.4 Partie de puissance

La partie puissance du système contient les éléments suivants :

3.4.1 Onduleur de tension

Un onduleur est un convertisseur statique délivre sa sortie une tension alternative à partir d'une source de tension continue. On peut obtenir dans la sortie une tension alternative par une séquence de commande adéquate des interrupteurs. 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. Les principales familles de commande des convertisseurs statiques sont [77] :

- Commande par hystérésis
- Commande par modulation de largeur d’impulsions (MLI).

La figure 3.3 présente l’onduleur de tension, la capacité C_d joue le rôle d’une source de tension continue. La tension à ses bornes V_{dc} doit être maintenue quasiment constante. Ses fluctuations doivent être faibles, d’une part, pour ne pas dépasser la limite en tension des interrupteurs, et d’autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif [77].

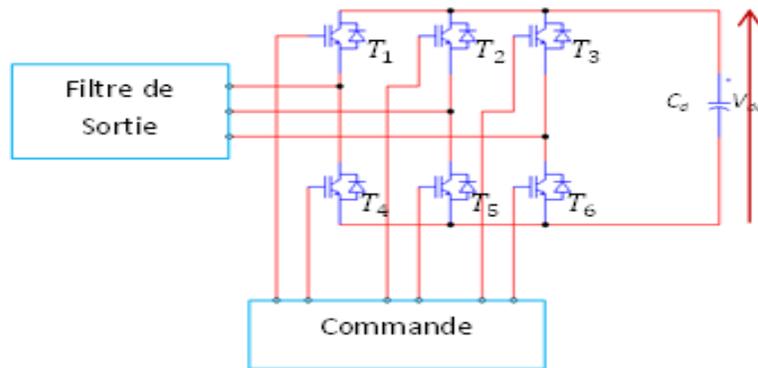


FIGURE 3.3 – Onduleur de tension triphasé.

3.4.2 Onduleur de tension à 3 bras et 2 niveaux

La figure 3.4 illustre la structure générale du filtre actif parallèle connecté au réseau avec une charge polluante. Dans cette structure l’onduleur est connecté en parallèle avec le réseau à travers un filtre de découplage (R_f, L_f). La tension V_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue constante par une commande adéquate [78, 79].

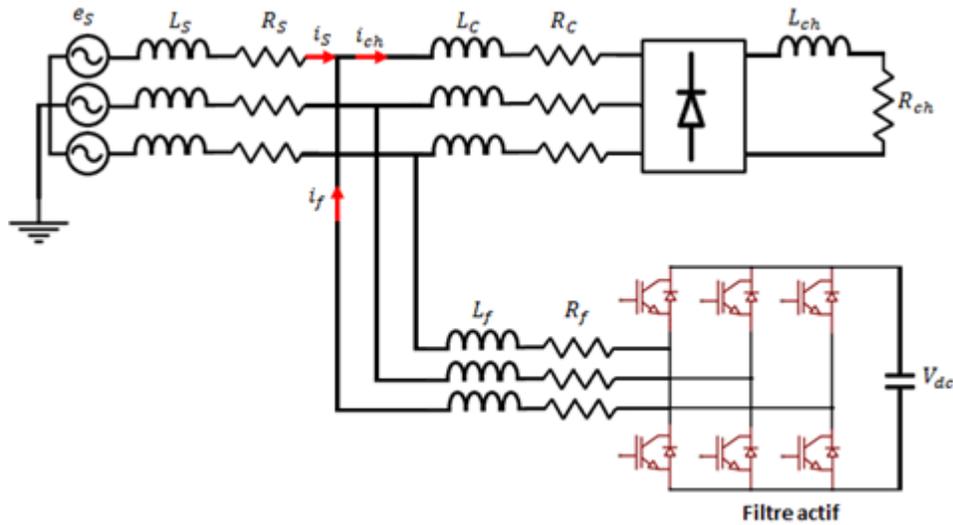


FIGURE 3.4 – Structure générale : Onduleur – Réseau – Charge

Les points qui doivent être respecté sont :

- Un seul interrupteur, par bras, doit être conducteur pour éviter de court-circuiter la source de tension.
- Le courant doit toujours trouver un chemin pour circuler ; d'où la nécessité des diodes en antiparallèle au niveau de chaque interrupteur.

Les deux interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire, i.e. la conduction de l'un implique le blocage l'autre. Due à l'imperfection des éléments de commutation, il arrive que les deux interrupteurs soient fermés en même temps, dans un laps de temps, ce qui peut provoquer un court-circuit au système. Pour remédier à ce problème il faut insérer sur le même bras, un temps d'attente (temps mort) entre la commande de blocage d'un interrupteur et la commande d'amorçage de l'autre.

Les ordres de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur sont assurés par les signaux de commande S_1, S_2, S_3 définis comme suit :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } (T_1 = 1 \ \& \ T_4 = 0) \\ 0 & \text{si } (T_1 = 0 \ \& \ T_4 = 1) \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } (T_2 = 1 \ \& \ T_5 = 0) \\ 0 & \text{si } (T_2 = 0 \ \& \ T_5 = 1) \end{cases}$$
$$S_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } (T_3 = 1 \ \& \ T_6 = 0) \\ 0 & \text{si } (T_3 = 0 \ \& \ T_6 = 1) \end{cases}$$

Les configurations possibles de l'onduleur selon les états des S_1 , S_2 , S_3 sont présentées dans la figure [3.5](#).

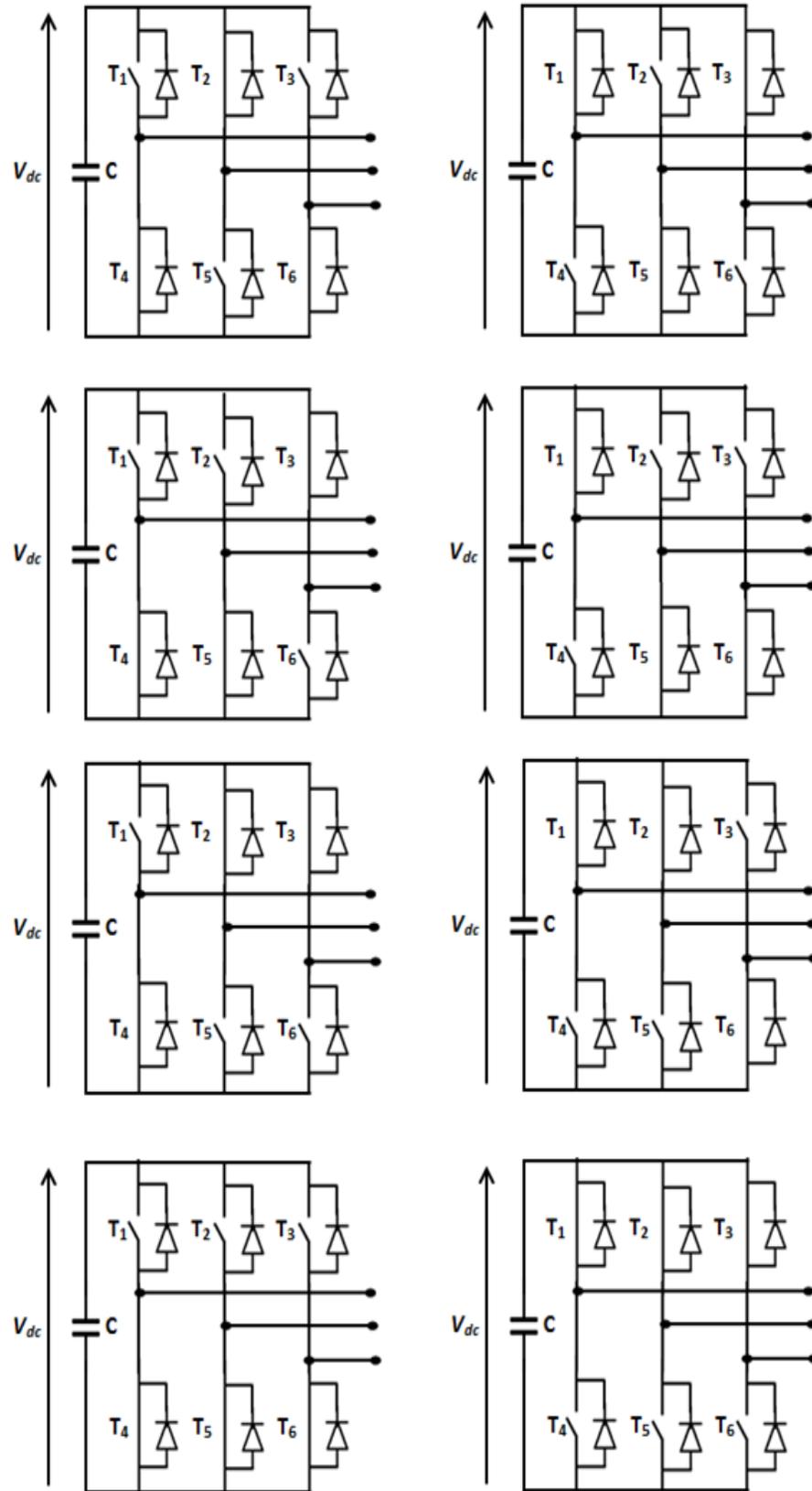


FIGURE 3.5 – Les huit configurations d'un onduleur à deux niveaux.

3.4.2.1 Tension générée par l'onduleur

Les tensions triphasées de la source peuvent être exprimées, par rapport à la référence de la source contenue (n), comme suit :

$$\begin{aligned}V_{an} &= S_1 V_{dc} \\V_{bn} &= S_2 V_{dc} \\V_{cn} &= S_3 V_{dc}\end{aligned}\tag{3.1}$$

et les tensions composées sont :

$$\begin{aligned}V_{ab} &= V_{an} + V_{nb} = V_{an} - V_{bn} = (S_1 - S_2)V_{dc} \\V_{bc} &= V_{bn} + V_{nc} = V_{bn} - V_{cn} = (S_2 - S_3)V_{dc} \\V_{ca} &= V_{cn} + V_{na} = V_{cn} - V_{an} = (S_3 - S_1)V_{dc}\end{aligned}\tag{3.2}$$

Selon la représentation de Fresnel, on peut écrire les équations suivantes :

$$V_a = V_{an} = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3}\tag{3.3}$$

$$V_b = V_{bn} = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3}\tag{3.4}$$

$$V_c = V_{cn} = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3}\tag{3.5}$$

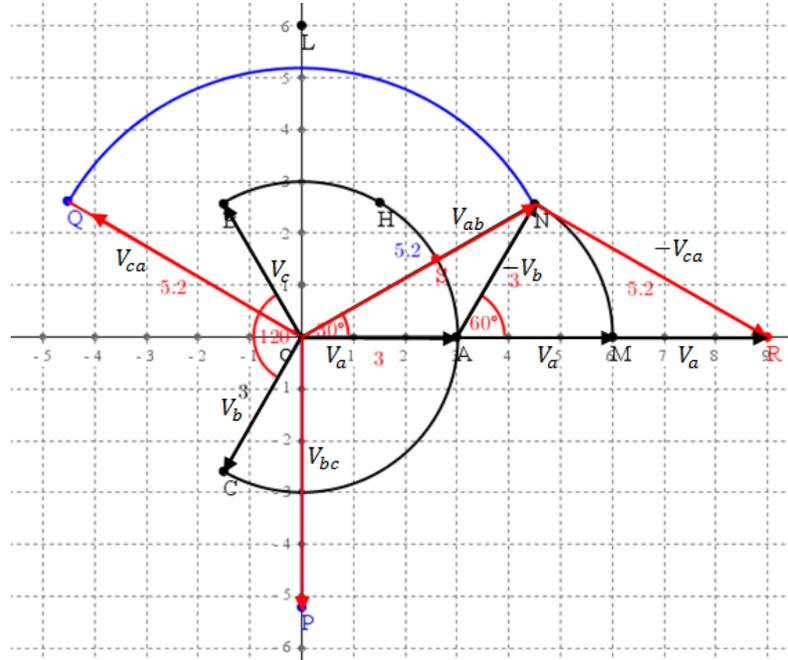


FIGURE 3.6 – Représentation Fresnel des vecteurs V_a, V_b, V_c .

Alors les tensions V_a, V_b, V_c en fonction de S_1, S_2, S_3 s'écrivent :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{2S_1 - S_2 - S_3}{3} V_{dc} \\ V_b &= \frac{-S_1 + 2S_2 - S_3}{3} V_{dc} \\ V_c &= \frac{-S_1 - S_2 + 2S_3}{3} V_{dc} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Les trois fonctions de commutation prennent les valeurs 0 ou 1, ce qui conduit aux huit combinaisons données par le tableau suivant :

Cas N°	S_3	S_2	S_1	V_C	V_B	V_A
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$
2	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
3	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
4	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$
5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$
6	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

TABLEAU 3.1 – Tension générées par l'onduleur.

3.4.2.2 Représentation vectorielle des tensions

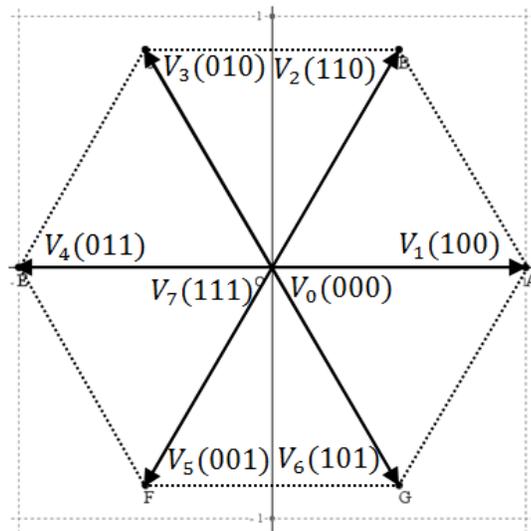


FIGURE 3.7 – Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

Pour représenter les tensions fournies par l'onduleur, dans un repère orthogonal (α, β) ; il faut, tout d'abord, exprimer les équations de transfert dans le

plans (α, β) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

La figure 3.7 donne les tensions fournies par l'onduleur dans le plan orthogonal sous forme des vecteurs. Les vecteurs $(V_0$ et $V_7)$ sont nuls et les autres vecteurs $(V_1$ à $V_6)$ sont les sommets de l'hexagone et de module $\sqrt{2}/3$.

3.4.3 Système de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie se réalise, généralement, par le réservoir capacitif (C) considéré comme étant une source de tension continue V_{dc} .

La valeur du condensateur C dépend des performances exigées pour le filtre actif. En effet, elle doit être définie à partir des caractéristiques dynamiques de la charge polluante. Dans un régime statique, si la fluctuation de la tension V_{dc} est faible, l'influence de la valeur de C sur le comportement du filtre actif est également faible [30].

3.4.4 Filtre de sortie

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour relier l'onduleur de tension avec le réseau. Ce filtre est dimensionné tout en respectant les deux points suivants :

- Garantir la dynamique du courant de filtre
- Empêcher les composantes, dues aux commutations, de se propager sur le réseau électrique

Souvent le filtre de sortie est un filtre passif de premier ordre qui contient une inductance L_f et une résistance interne R_f . Une valeur L_f élevée permet d'empêcher les harmoniques, induits par la commutation, de passer vers le réseau

mais cela demande une tension V_{dc} plus élevée pour garantir une performance acceptable du filtre actif. Par contre, une valeur faible de L_f permet de passer les harmoniques au réseau qui conduit au mauvais fonctionnement des installations et des équipements électrique. Cependant, une valeur faible nous donne une bonne dynamique du filtre actif [30].

3.5 Partie de commande

La partie de commande d'un FAP réalise les quatre fonctions principales suivantes :

- Identification des courants harmoniques
- Régulation de la tension continue
- Régulation du courant du filtre
- Commande de l'onduleur de tension

3.5.1 Identification des courants harmoniques

La qualité de la dépollution dépend, essentiellement, de l'exactitude de la méthode d'identification choisie. En effet, les systèmes de commande ne peuvent assurer une qualité acceptable de filtrage suffisant si les courants harmoniques sont mal identifiés. De ce fait, plusieurs méthodes d'identification ont été proposées dans la littérature. Dans ce contexte, l'identification peut se faire dans les deux domaines suivants [80] :

3.5.1.1 Identification dans le domaine fréquentiel

Les méthodes d'identification dans le domaine fréquentiel sont, généralement, basées sur l'analyse de Fourier. Elles sont utilisées pour extraire le signal de compensation de la quantité déformée.

Avec la transformée de Fourier, l'harmonique de compensation est séparée, dans

un premier lieu, du signal harmonique pollué, puis combinée pour produire la valeur désirée. La fréquence de commutation des semi-conducteurs du filtre actif est, généralement, maintenue au moins au double de la fréquence harmonique pour une compensation efficace [43, 80].

L'avantage de cette technique réside dans le fait que les harmoniques sont reconstruites individuellement ce qui conduit à une compensation sélective. Cependant, Cette méthode conviendrait le plus aux charges où le contenu harmonique change lentement.

Il faut noter que l'application de la transformée de Fourier on-line nécessite une grande puissance de calcul pour effectuer toutes les transformations nécessaires à l'extraction des harmoniques en temps réel, et que le temps de réponse du système soit relativement lent [81].

3.5.1.2 Algorithmes de Fourier & de la FFT

La transformée rapide de Fourier (FFT) est utilisée pour analyser le signal, et reconstruire la composante harmonique par élimination de la composante fondamentale du spectre. A l'aide du FFT inverse on peut toujours reconstruire le signal harmonique final en domaine temporel.

Le retard en réponse causé par le calcul des coefficients de Fourier est l'inconvénient majeur de cette technique. Par conséquent, cette technique convient le plus aux systèmes lents [82].

3.5.1.3 Technique de la multiplication sinusoïdale

Dans cette méthode, on procède à la multiplication du signal avec une onde sinusoïdale de fréquence fondamentale, puis on réalise une intégration du résultat afin d'éliminer les harmoniques de rangs élevés. Pour réaliser cette tâche on peut utiliser un simple filtre passe-bas. Néanmoins, la technique est aussi limitée aux systèmes lents.

3.5.1.4 Technique des séries de Fourier modifiées

Cette méthode est basée sur le calcul de la composante fondamentale seulement et utilise cette composante pour séparer le signal harmonique de l'onde échantillonnée de la charge. Pour faire une implantation pratique il faut produire une formule récursive avec une fenêtre glissante et ça nous oblige de modifier les équations principales de Fourier. En effet, durant chaque pas d'échantillonnage il faut stocker les composantes des coefficients sinus et cosinus calculées dans deux matrices circulaires différentes. Les nouvelles valeurs calculées des coefficients désirés sont stockées à la place des anciennes valeurs et l'ensemble des sommes des coefficients sinus et cosinus sont continuellement mises à jour. Cette technique réduit le temps de calcul en le comparant aux autres techniques [80].

3.5.2 Domaine temporel

Dans le domaine temporel, les méthodes de compensation sont basés sur la détermination instantanée des grandeurs de compensation. Généralement, on utilise le courant de référence pour compenser les courants harmoniques, le déficit en puissance réactive et pour éliminer les fluctuations du bus continu du filtre actif. On cite, de cette catégorie, les algorithmes suivants [81] :

3.5.2.1 Théorie de la puissance réelle et imaginaire instantanée

La théorie de la puissance instantanée [7], brièvement appelée la théorie de $p - q$, dépend des valeurs instantanées des systèmes de puissance triphasés avec ou sans fil neutre. Cette théorie est valide aussi bien pour l'état stationnaire que pour l'état transitoire du système. Elle est basée sur la conversion algébrique connue sous le nom de "transformation Clark" qui permet le passage de la base de coordonnées (a, b, c) vers la base des coordonnées $(\alpha, \beta, 0)$ à travers le calcul des éléments de puissance $p - q$.

Les composantes de puissance p et q peuvent être écrites, en utilisant des tensions et des courants $\alpha - \beta$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$p_0 = i_0 v_0 \quad (3.10)$$

$$p = i_\alpha v_\alpha + i_\beta v_\beta \quad (3.11)$$

$$q = i_\beta v_\alpha - i_\alpha v_\beta \quad (3.12)$$

Les composantes de puissance p et q sont liées eux mêmes aux tensions et courants $\alpha - \beta$, et peuvent être écrites :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Dans le cas général, chacune des puissances p et q comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$p = \hat{p} + \tilde{p} \quad (3.14)$$

$$q = \hat{q} + \tilde{q} \quad (3.15)$$

Avec :

\hat{p} et \hat{q} sont les puissances continue liée à la composante fondamentale du courant

et de la tension active et réactive successivement. \tilde{p} et \tilde{q} sont les composantes alternatives de p et q .

En inversant l'équation (3.13), nous pouvons calculer les courants dans les coordonnées $\alpha - \beta$:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

En considérant les équations (3.14),(3.15),(3.16), nous pouvons séparer le courant dans le repère $(\alpha - \beta)$ en trois composantes, active, réactive et les harmoniques. Ceci conduit à :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Courant actif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courant reactif}} + \underbrace{\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix}}_{\text{Courants harmoniques}} \quad (3.17)$$

avec \hat{p} la composante fondamentale et \tilde{p} la composante alternative.

Avec $\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2$ supposé constant dans l'hypothèse d'une tension sinusoïdale équilibrée du réseau électrique.

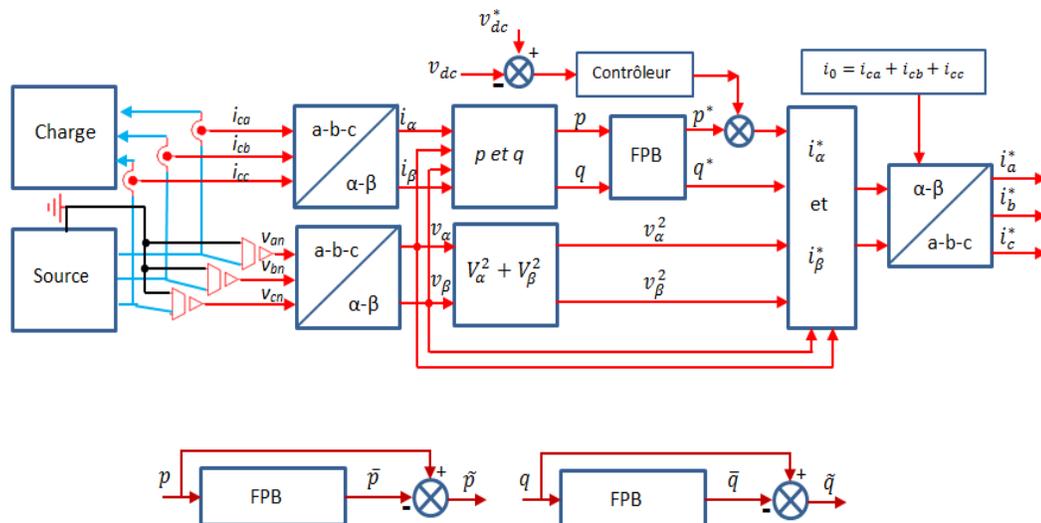
Avec la compensation de la puissance réactive et le courant harmonique, le calcul des courants de référence doit inclure \tilde{p} , \tilde{q} et \hat{q} ,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} - p_0 \\ \tilde{q} + \hat{q} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Et la représentation des courants de référence dans les coordonnées (a, b, c) nécessite la transformation inverse donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0^* \\ i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$i_n^* = -(i_a^* + i_b^* + i_c^*) \quad (3.20)$$


 FIGURE 3.8 – Schéma blocs de la méthode $p - q$.

3.5.2.2 Algorithme du référentiel synchrone

La méthode $p - q$ est limitée au cas où les tensions de sources sont saines et purement sinusoïdales. La méthode du référentiel synchrone proposée dans [80, 83, 84] est plus adaptée pour le cas de signaux sinusoïdaux perturbés. Pour l'extraction de la composante harmonique, dans cette méthode, on utilise la transformée de Park.

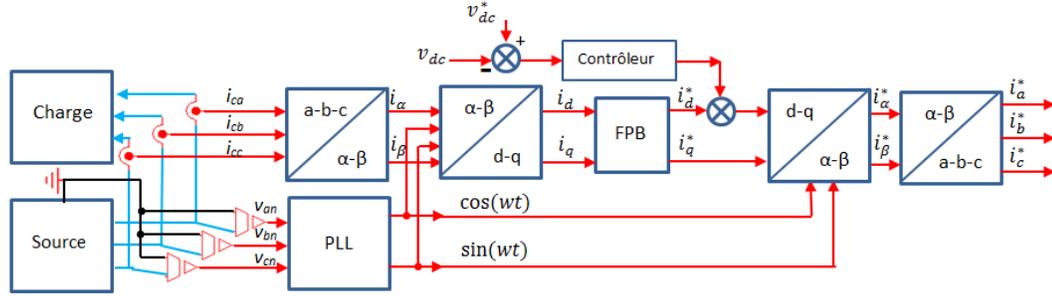
La transformation $abc/d - q$ est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Comme pour la théorie de p_q , les termes d et q sont constitués d'une composante DC et de multiples composantes AC , tels que :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{I}_d + \tilde{I}_q \\ \bar{I}_q + \tilde{I}_d \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

En utilisant un filtre passe haut ou passe bas, on peut séparer la partie constante du courant mesuré. La transformée inverse de Park de ces derniers délivre les


 FIGURE 3.9 – Schéma blocs de la méthode $d - q$

courants harmoniques de références :

$$\begin{bmatrix} i_{refa} \\ i_{refb} \\ i_{refc} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

La matrice de passage du plan (α, β) vers le plan $(d - q)$ est donnée par l'expression :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(wt) & -\sin(wt) \\ \sin(wt) & \cos(wt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

La transformation du plan (α, β) vers le plan $(d - q)$ des signaux synchronisés avec les tensions simples du réseau, est indispensable. Ces grandeurs sont créés en utilisant, dans chaque phase, une boucle à verrouillage de phase nommée PLL (Phase Locked Loop) [80].

Le diagramme d'un générateur de courants de références utilisant l'algorithme du référentiel synchrone est présenté dans la figure 3.9.

3.5.2.3 Algorithme de détection du maximum

La figure 3.10 donne le principe de cet algorithme. Le courant alternatif généré par l'onduleur est forcé à suivre le signal de référence obtenu à partir du générateur de courant de référence. Le courant de charge distordu est filtré en extrayant la composante fondamentale. Le filtre est accordé à la fréquence fondamentale (50 ou $60Hz$), de sorte que l'angle de déphasage et l'atténuation

de gain introduits dans le signal de sortie du filtre soient nuls. Ainsi, le courant de sortie du filtre est exactement égal à la composante fondamentale du courant de charge [85].

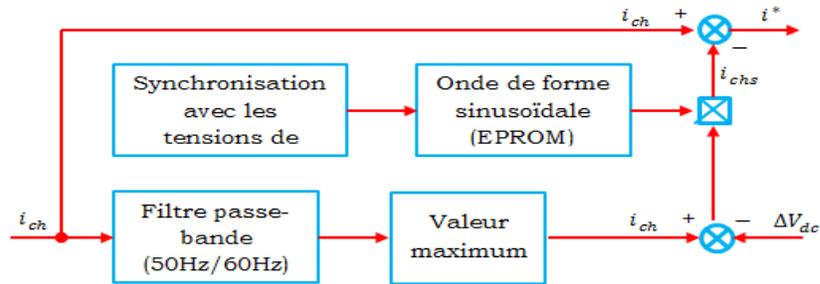


FIGURE 3.10 – Schéma blocs de l'algorithme de détection du maximum.

3.5.2.4 Algorithme du filtre coupe-bande

L'approche ici est basée sur le passage de chacun des courants de charge à travers un filtre à coupe bande accordé sur la fréquence fondamentale à supprimer. Par cette technique, on obtient les courants harmoniques de référence pour chaque phase, y compris le conducteur neutre. Puis, les tensions de source nous donne la composante principale du courant de la charge. Le courant neutre sera enlevée des composantes harmoniques. Dans le cas idéal, le filtre actif est censé fournir uniquement de l'énergie réactive. Ainsi, la valeur moyenne du courant du côté continu est nulle. Cependant, des pertes dans le filtre actif non idéal peuvent entraîner la décharge de l'élément de stockage d'énergie. Ceci peut être évité en ajoutant aux courants de référence calculés les composantes de base dont l'amplitude peut être déterminée en comparant la valeur actuelle de la tension V_{dc} avec la valeur souhaitée V_{dc} [86].

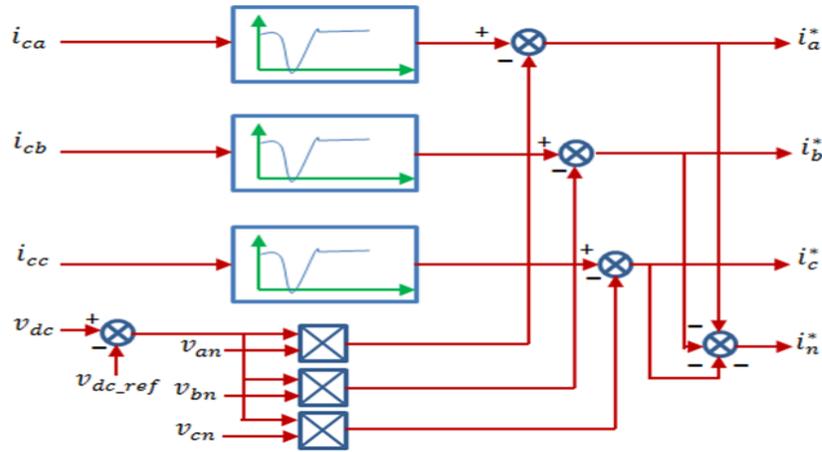


FIGURE 3.11 – Schéma blocs du filtre de coupe-bande

3.5.3 Filtre Multi-Variable FMV

Le plus récent des filtres est celui nommé FMV (filtre multi variables). Son principe s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok [87] et est basé sur l'extraction directe de la composante fondamentale des signaux selon les axes (α, β) comme cela est présenté sur la figure 3.12. Ce filtre est utilisé à la place du filtre passe bande (FPB).

$$v_{xy}(t) = e^{j\omega t} \int e^{-j\omega t} u_{xy}(t) dt \quad (3.25)$$

Où u_{xy} et v_{xy} sont les signaux instantanés avant et après intégration.

On peut exprimer cette équation par une transformation de Laplace comme suit :

$$H(s) = \frac{v_{xy}(s)}{u_{xy}(s)} = \frac{s + j\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (3.26)$$

Pour obtenir un FMV avec une fréquence de coupure ω_c , on envisage d'introduire la constante k dans la fonction de transfert $H(s)$ et la fonction de transfert précédente $H(s)$ devient :

$$H(s) = \frac{v_{xy}(s)}{u_{xy}(s)} = \frac{s + k + j\omega_c}{(s + k)^2 + \omega_c^2} \quad (3.27)$$

En substituant le signal d'entrée $u_{xy}(s)$ par $x_{\alpha\beta}(s)$ et le signal de sortie $v_{xy}(s)$ par $x_{\alpha\beta}(s)$, pour pouvoir écrire les équations suivantes :

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{k}{s} [x_\alpha - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{w_c}{s} \hat{x}_\beta(s) \quad (3.28)$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{k}{s} [x_\beta - \hat{x}_\beta(s)] - \frac{w_c}{s} \hat{x}_\alpha(s) \quad (3.29)$$

Le but de l'utilisation du FMV est d'éviter d'introduire le déplacement dans le filtre à la fréquence du système. Nous pouvons également augmenter la sélectivité du filtre en changeant la valeur de k . Ainsi, l'utilisation du FMV nous permet d'extraire la composante principale du signal électrique déformé de manière que la tension et le courant seront sans aucun retard dans la phase et sans changement dans l'amplitude.

La figure 3.12 montre un schéma du FMV réglé à la pulsation w_c , et la figure 3.13 montre la réponse en fréquence pour plusieurs valeurs de k et pour $f_c = 60Hz$.

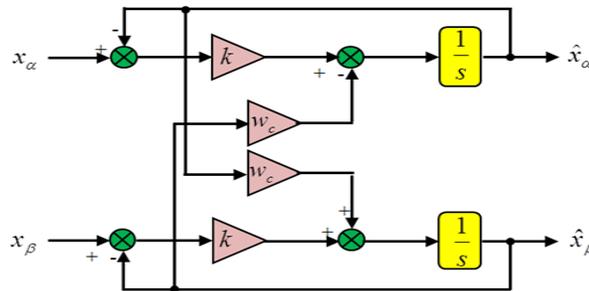


FIGURE 3.12 – Schéma de principe du FMV réglé sur la pulsation w_c .

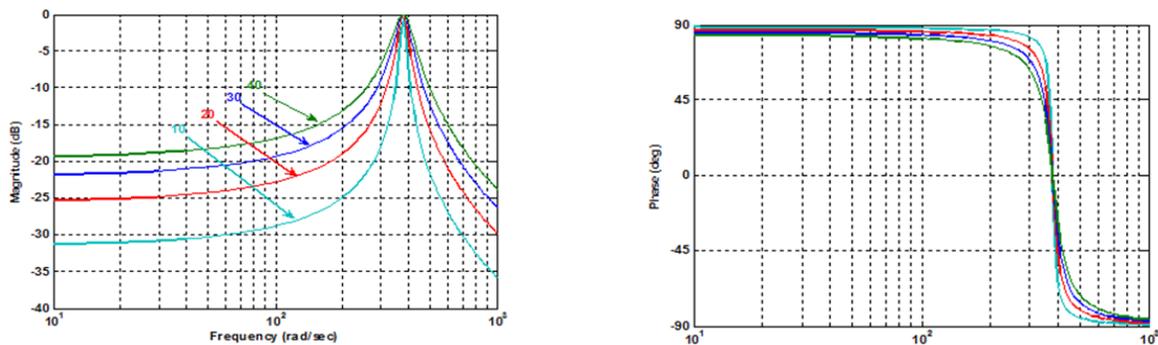


FIGURE 3.13 – Diagramme de Bode du FMV pour différentes valeurs de k ($f_c = 60Hz$).

3.5.4 Régulation de la tension continue

Dans un filtre actif les pertes sont la principale cause de changement de la tension continue. Pour fixer la tension moyenne V_{dc} , la régulation de cette dernière doit être par adjonction des courants fondamentaux actifs dans la référence.

La sortie du régulateur P_c s'accumule, à un signe près, à la puissance active perturbatrice \tilde{P} donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi V_{dc} . La quantité P_c est la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la référence ($V_{(dc-ref)}$) [31]. Pour cette tâche, on peut utiliser un régulateur traditionnel comme le PI ou par un régulateur intelligent comme le régulateur flou. Dans notre cas, on utilise le régulateur flou vu sa supériorité en termes de performances en le comparant au PI classique.

3.5.4.1 Régulateur flou

À base de la logique floue plusieurs approches de commande ont été développées. Ces approches se différencient, l'une de l'autre, par leurs entrées et sorties. La figure 3.14 présente le schéma de principe d'un régulateur flou. Les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande à appliquer au processus.

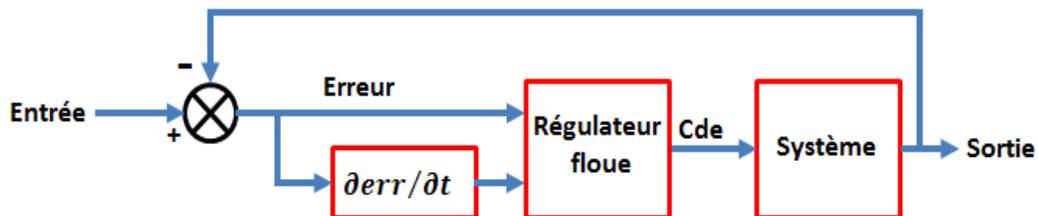


FIGURE 3.14 – Schéma de principe du contrôleur flou proposé.

3.5.4.2 Principe du contrôleur flou

Un contrôleur flou est composé des éléments suivants : fuzzification, base de connaissances, mécanismes d'inférence et défuzzification. La base de connaissances est composée d'une base de données et d'une base de règles, et est conçue pour obtenir une bonne réponse dynamique sous l'incertitude des paramètres de processus et des perturbations externes. La base de données, est composée de fonctions d'appartenance d'entrée et de sortie et elle fournit des informations pour les opérations de fuzzification appropriées, le mécanisme d'inférence et la défuzzification. Le mécanisme d'inférence utilise un ensemble de règles linguistiques pour convertir les conditions d'entrée en une sortie floue. Enfin, la défuzzification est utilisée pour convertir les sorties floues en signaux de commande [88]. La figure 3.15 présente le principe du contrôleur flou.

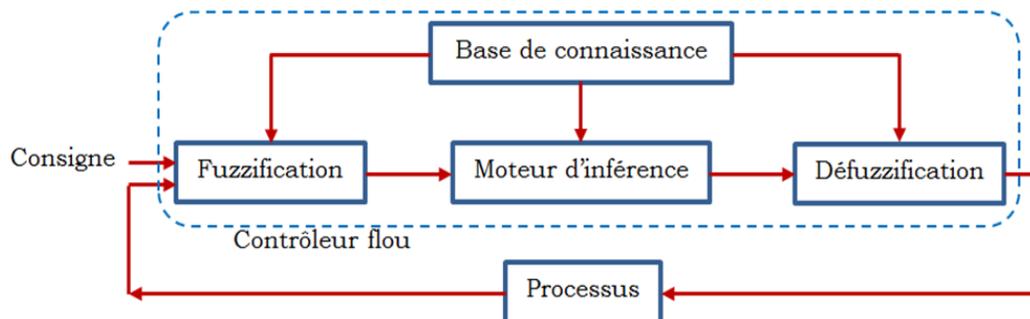


FIGURE 3.15 – Principe de contrôleur flou.

3.5.4.3 Éléments de base d'un contrôleur à logique floue

Chaque contrôleur flou contient les éléments de base suivants :

Fuzzification : C'est la première étape de traitement de l'information, son objectif est de transformer les variables physiques en variables linguistiques. Ceci à travers la définition des fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrée et de sortie. Généralement, on utilise dans les contrôleurs flous des fonctions d'appartenances triangulaires, trapézoïdales ou gaussiennes.

Inférence : La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui relient les variables d'entrées, transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification, à la variable de sortie.

On peut décrire l'inférence par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles où chacune à la forme suivante :

Si prémisses **Alors** conclusion

où la partie prémisses agrège des conditions sur les entrées du système flou. La partie conclusion exprime l'action de commande adéquate au signaux d'entrées. Pour inférer les informations au système flou on peut utiliser l'une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence max-min (Méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence max-produit (max-prod).
- Méthode d'inférence somme-produit (somme-prod).

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter. Dans notre cas on a opté pour la méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani). Elle s'agit de l'interprétation de l'opérateur « et » par le minimum et l'opérateur « ou » par le maximum. La commande finale s'obtient en prenant en tout point le maximum des ensembles flous résultants de l'exécution des règles floues actives.

Défuzzification : Il s'agit de la conversion du résultat linguistique issue du bloc inférence en une quantité physique qui est la valeur de la commande dans notre cas.

Pour réaliser cette tâche il existe plusieurs méthodes et parmi lesquelles :

- La méthode de maximum qui consiste à la prise des valeurs possédant un maximum de degré d'appartenance. Certes que la technique est simple mais peu utilisée.
- La méthode de la moyenne pondérée qui considère comme valeur de sortie finale la moyenne des valeurs de sortie de chaque règle pondérées par leur

degré respectif de validité.

- La méthode du centre de gravité qui prend comme valeur de sortie le centre de gravité de la surface limitée par la fonction d'appartenance final.

3.5.5 Commande de l'onduleur de tension

L'objectif de la commande de l'onduleur est de maintenir le courant de sortie égale à une référence. Cette section présente les techniques de commande fréquemment utilisées.

3.5.5.1 Commande par MLI à échantillonnage naturel

Le principe du MLI est basé sur l'écart entre le courant réel et la référence. Le signal de sortie du régulateur, appelé modulatrice, est ensuite comparé à un signal triangulaire de fréquence fixe afin de déterminer les ordres de fermeture et ouverture des interrupteurs. La technique MLI conduit à un contenu harmonique parfaitement identifiable.

La technique MLI dispose de propriétés dynamiques et la réponse du système, lors d'un changement brutal des courants de référence, est plus lente que celle d'une commande par hystérésis [89].

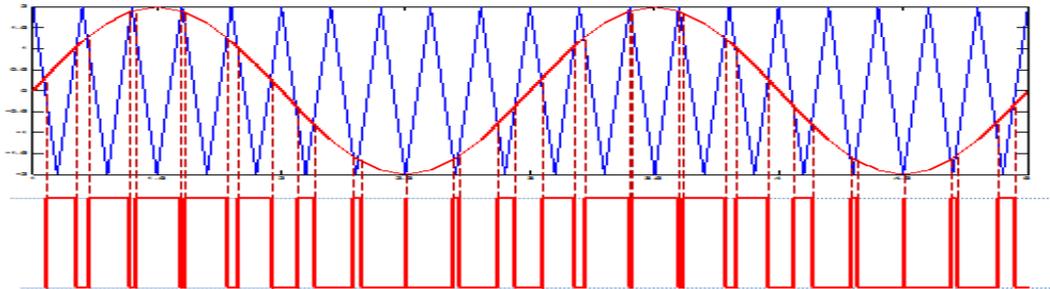


FIGURE 3.16 – Commande par MLI.

3.5.5.2 Commande par hystérésis

Cette commande est non linéaire et utilise l'erreur entre le courant de référence et le courant de l'onduleur comme argument. En effet, cette erreur est comparée à la bande d'hystérésis pour délivrer les ordres de commutation des interrupteurs. Néanmoins, cette commande ne permet pas le contrôle de la fréquence de commutation ce qui donne naissance à un nombre important d'harmoniques dans les courants générés [89].

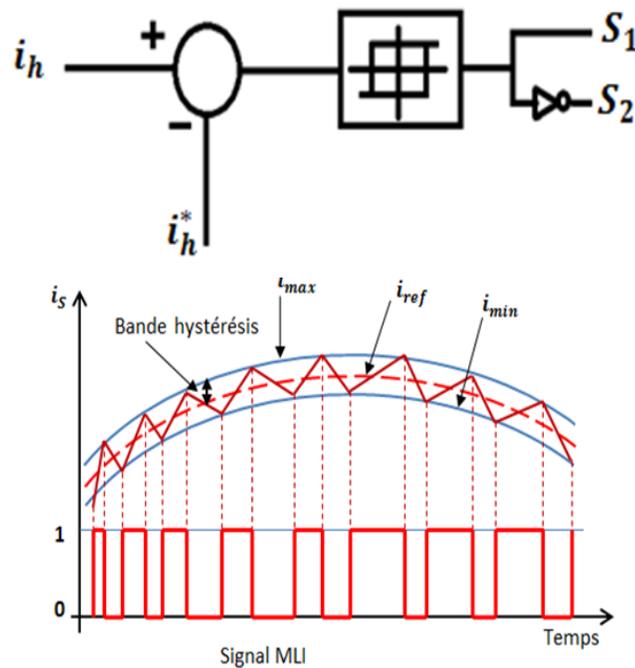


FIGURE 3.17 – Commande par hystérésis.

3.5.5.3 Commande par logique floue

La logique floue est utilisée pour contrôler le courant commandant les interrupteurs de l'onduleur. Le signal de sortie du contrôleur flou est comparé à un signal triangulaire pour obtenir le signal de commande de l'onduleur comme le montre la figure 3.18.

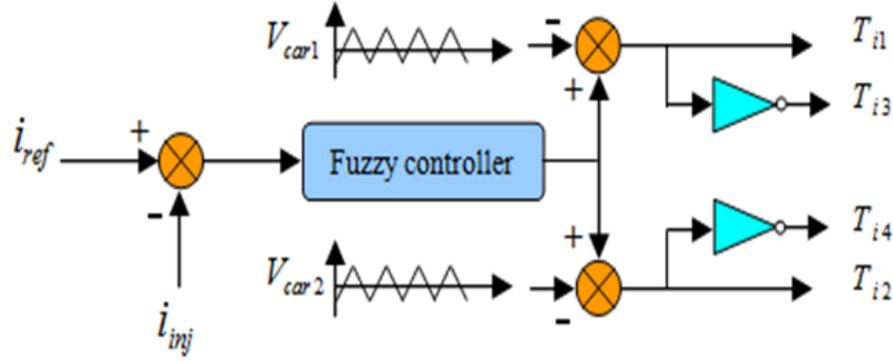


FIGURE 3.18 – Commande par logique floue.

3.6 Calcul des paramètres du système

Le réseau a pour puissance apparente nominale S_n et tension efficace simple V_n (la tension efficace composée $U_n = \sqrt{3}V_n$).

Le courant nominal I_n est égal à :

$$I_n = \frac{S_n}{\sqrt{3}U_n} = \frac{S_n}{3V_n} \quad (3.30)$$

L'impédance nominale du réseau est donnée par :

$$Z_n = \frac{U_n^2}{S_n} \quad (3.31)$$

L'impédance Z_{cc} de court-circuit du réseau est, généralement, égale à 4% de Z_n . Cette impédance est exprimée en complexe nous donne :

$$Z_{cc} = R_{cc} + j\omega L_{cc} \quad (3.32)$$

La résistance de court-circuit R_{cc} a pour valeur 10% de la réactance de court-circuit ωL_{cc} .

$$Z_{cc} = R_{cc} + j\omega L_{cc} = R_{cc} + 10j\omega R_{cc} = R_{cc}(1 + 10j) \quad (3.33)$$

En module :

$$|Z_{cc}| = \sqrt{101}R_{cc} \quad (3.34)$$

et par la suite :

$$|L_{cc}| = \frac{10}{w\sqrt{101}}|Z_{cc}| \quad (3.35)$$

avec $w = 2\pi f$ et f est la fréquence du fondamental ($f = 60Hz$).

$$Z_f = 4Z_{cc} = R_f + jwL_f \quad (3.36)$$

De (3.32), (3.34), (3.35) et (3.36), on déduit les valeurs de R_f et L_f .

$$R_f = 4R_{cc} = \frac{4}{\sqrt{101}}|Z_{cc}| \quad (3.37)$$

$$L_f = 4L_{cc} = \frac{4.1}{w\sqrt{101}}|Z_{cc}| \quad (3.38)$$

La capacité du condensateur est donnée par [26] :

$$C_f = \frac{I_h}{\epsilon V_{dc} w_h} \quad (3.39)$$

I_h : L'amplitude du courant harmonique du rang le plus faible.

ϵ : Le taux d'ondulation de la tension V_{dc} , généralement égal à 5%.

w_h : La pulsation la plus faible des harmoniques à compenser.

La tension redressée par le redresseur constituée des diodes mises en antiparallèle avec les IGBTs est donnée par :

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{6}V_{eff}}{\pi} \quad (3.40)$$

La tension de référence doit être légèrement supérieure à V_{dc} pour que le filtre puisse débiter sur le réseau.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du filtre actif parallèle pur et hybride pour un onduleur triphasé à trois niveaux avec un point neutre. Nous avons exposé les techniques d'identifications et les techniques de commande du

filtre actif parallèle.

Nous avons réalisé une étude détaillée sur la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées $p - q$ et un aperçu sur la logique floue et l'utilisation de ces approches pour la commande.

Le chapitre suivant sera consacré aux résultats obtenus dans le cadre de l'étude détaillée menée dans ce chapitre ainsi que à la validation de l'approche floue et à l'évaluation de ses performances en termes de dépollution du réseau électrique.

Chapitre 4

Résultats de simulation

4.1 Introduction

Ce chapitre sera consacré à la présentation des résultats de simulation de notre étude sur les filtres actifs parallèle (FAP) et hybride (FAPH) connecté à une charge non linéaire. l'efficacité du filtre sera examinée sous plusieurs variantes à savoir le déséquilibre de charge ainsi que sa variation brutale au cours de son fonctionnement.

4.2 Type d'onduleur utilisé

L'onduleur multiniveaux utilisé est à structure NPC (Neutral Point Clamped) proposé par Baker [90]. Il délivre, à sa sortie, un niveau impair de tension [91, 77, 78]. Le premier NPC a été développé pour fournir, à sa sortie, une tension à trois niveaux. Ceci est réalisé par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés par une source de tension continue distincte [79, 92, 93]. Après l'onduleur de Baker, d'autres structures basées sur NPC ont été proposés comme celui de la figure 4.1 [94, 95].

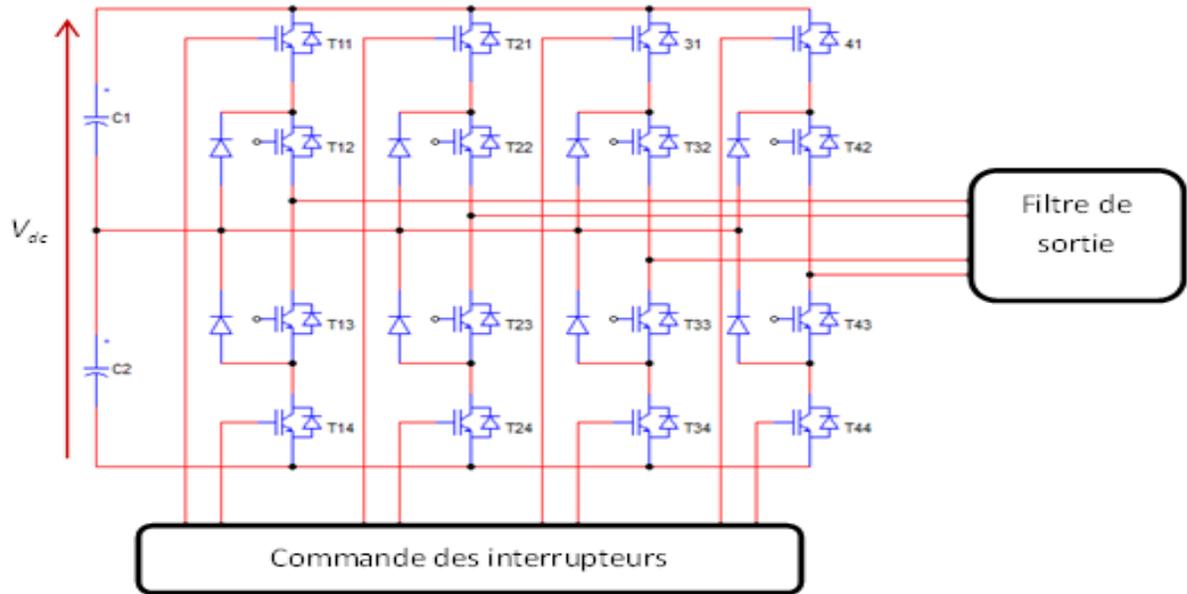


FIGURE 4.1 – Onduleur NPC de tension triphasé à quatre bras et trois niveaux.

4.2.1 Tension fournie par l'onduleur

Les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure 4.2 dépendent des signaux de commande définis, pour un bras, comme suit [96] :

- Dans la première configuration on a : $S1$ et $S2$ sont fermés et $S3$ et $S4$ sont ouverts. Le potentiel dans le point (a) est égal à $V_{dc}/2$, alors que $v(t)_{ao} = V_{dc}/2$, et la tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués ($S3$ et $S4$) est $V_{dc}/2$.
- Dans la deuxième configuration on a : $S2$ et $S3$ sont fermés et $S1$ et $S4$ sont ouverts. Le potentiel dans le point (a) est égal à $0V$, alors que $v(t)_{ao} = 0V$, et la tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués ($S1$ et $S4$) est $V_{dc}/2$.
- Dans la troisième configuration on a : $S3$ et $S4$ sont fermés et $S1$ et $S2$ sont ouverts. Le potentiel dans le point (a) est égal à $-V_{dc}/2$, alors que $v(t)_{ao} = -V_{dc}/2$, et la tension inverse aux bornes des interrupteurs

bloqués ($S1$ et $S2$) est $V_{dc}/2$.

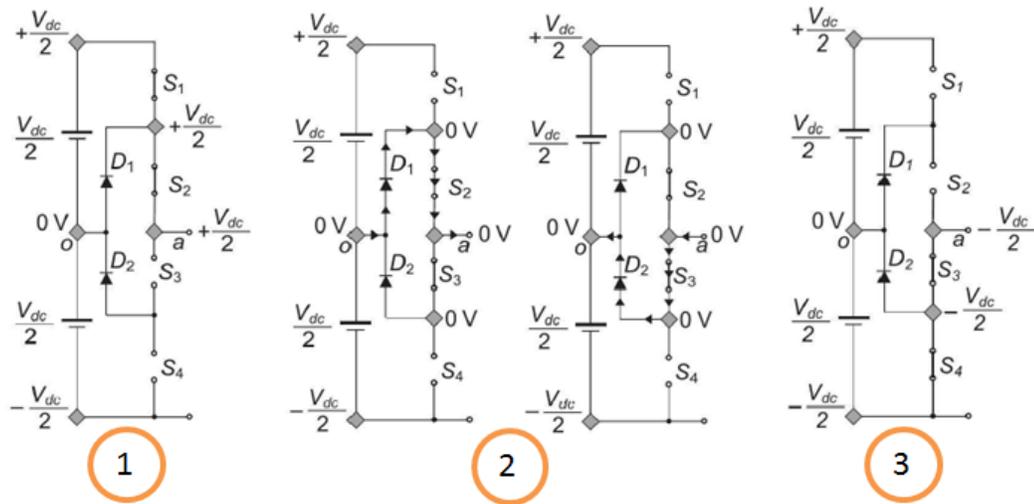


FIGURE 4.2 – États de fonctionnement d’un bras de trois niveaux.

T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14}	V_{ao}
1	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

TABLEAU 4.1 – Table de commutation du NPC à 3 niveaux.

Le tableau 4.1 donne la tension de sortie V_{ao} d’un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l’état des interrupteurs. On constate que la tension aux bornes des interrupteurs n’excède jamais la moitié du bus d’entrée.

4.2.2 Configuration du système

La figure 4.3 montre la configuration du système proposé. le filtre actif à quatre bras est connecté parallèlement au réseau électrique à travers quatre inductances.

Chaque bras de l’onduleur dispose de quatre IGBT. la tension du bus continu de l’onduleur est lissée par le biais de deux condensateurs C_1 et C_2 .

Pour la création du déséquilibre en courants et les courants harmonique on fait appelle à des charges non linéaires tels que les redresseurs à diodes.

un onduleur à N niveaux nécessite $N - 1$ condensateurs. Chaque paire de commutateurs $[(T_{11}, T_{13}), (T_{12}, T_{14})]$ représente une cellule de commutation qui fonctionne de manière complémentaire.

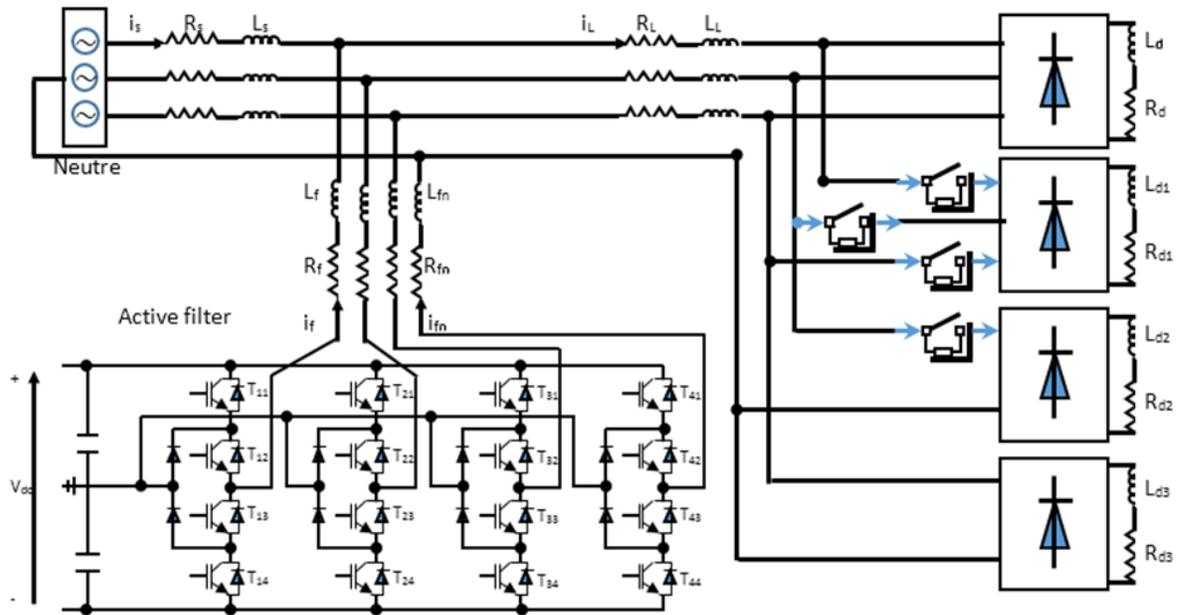


FIGURE 4.3 – Configuration du système avec la charge et le filtre actif.

4.3 Contrôleur flou

Le contrôleur flou proposé est utilisé dans la partie de régulation du bus continu de la tension d'onduleur. Il est utilisé, également, pour générer les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

4.3.1 Régulation du bus continu

On utilise le contrôleur flou dans la partie commande pour réguler le bus continu de la tension d'onduleur V_{dc} . Les entrées du régulateur flou sont l'erreur et sa dérivée et sa sortie est la commande à appliquer au processus.

4.3.1.1 Univers de discours

L'univers de discours est l'intervalle de variation pour chaque variable normalisé entre -1 et 1 pour toutes les variables.

4.3.1.2 Fonctions d'appartenance

Les ensembles flou des deux entrées ; l'erreur e et sa dérivée $\partial e/\partial t$ et ceux de la sortie cde sont : NG (négatif grand), NM (négatif moyen), NP (négatif petit), Z (zéro), PP (positif petit), PM (positif moyen), et PG (positif grand).

4.3.1.3 Base de règles

Les règles linguistiques utilisées sont résumé dans le tableau 4.2 :

$\delta e \backslash e$	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
PM	NP	Z	PS	PM	PG	PG	PG
PG	NG	NM	NS	Z	PP	PM	PG

TABLEAU 4.2 – Table d'inférence.

4.3.1.4 Fuzzification

La fuzzification se fait à l'aide des fonctions d'appartenance. On choisit des fonctions gaussiennes pour les entrées et triangulaire pour la sortie comme montré sur la figure 4.4.

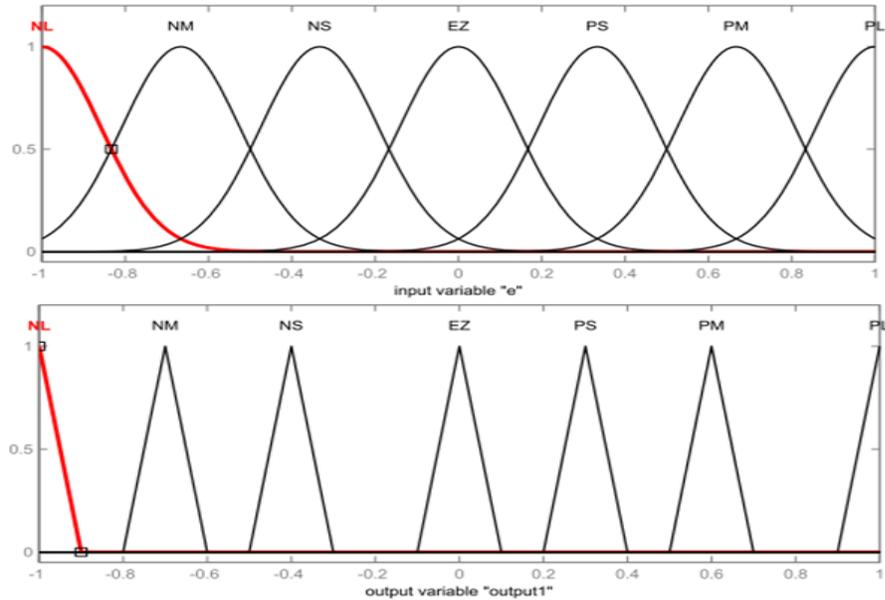


FIGURE 4.4 – Fonctions d'appartenance.

4.3.1.5 Mécanisme d'inférence

L'opérateur choisi est le "minimum" pour interpréter les conjonctions « ET » et « Alors ». Le mécanisme d'inférence est celui de Mamdani (max-min).

4.3.1.6 Défuzzification

La méthode de défuzzification pour faire le calcul du signal de sortie est la méthode de « Centroïde ».

4.3.2 Génération du signal MLI

Le contrôleur flou est aussi appliqué pour générer les tensions de références de l'onduleur. Les entrées de ce contrôleur sont la différence entre le courant injecté et le courant de référence et sa dérivée. Il génère à sa sortie les tensions de référence de l'onduleur après sa comparaison avec deux signaux triangulaires ayant la même fréquence. La figure 4.5 donne une illustration du concept. Les deux entrées (e et $\partial e/\partial t$) sont définies chacune par trois sous-ensembles : Négative

‘N’, Zéro ‘Z’, Positive ‘P’ décrits par des fonctions d’appartenance Gaussiennes. La sortie (*cde*) est définie par cinq sous-ensembles : Grande Négative ‘GN’, Négative ‘N’, Zéro ‘Z’, Positive ‘P’, Grande Positive ‘GP’ caractérisés par des fonctions d’appartenance triangulaires. Les partitions des univers de discours pour les variables d’entrée et de sortie sont représentées dans la figure 4.6, et les règles d’inférences sont données dans le tableau 4.3.

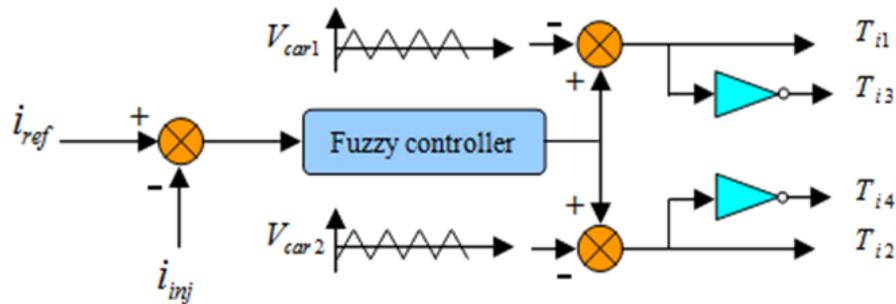


FIGURE 4.5 – Schéma de contrôle du courant.

$\delta e \backslash e$	N	Z	P
N	GN	GN	GN
Z	P	Z	N
P	GP	GP	GP

TABLEAU 4.3 – table d’inférences utilisée dans le contrôle du courant.

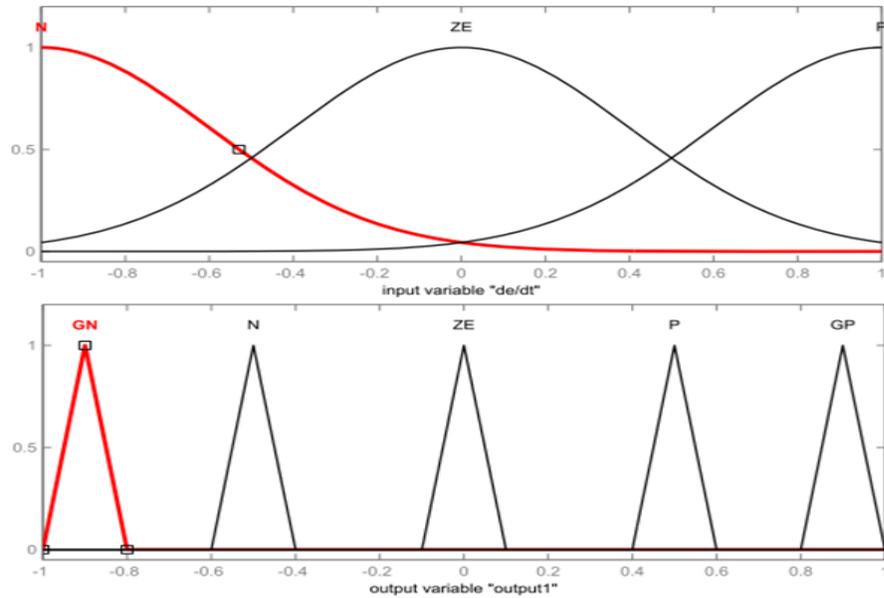


FIGURE 4.6 – Fonctions d'appartenances pour la MLI.

4.4 Résultat de simulation

Pour évaluer notre étude, on a mené la simulations sous l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres du système sont donnés dans le tableau 4.4. La simulation est répartie en quatre cas illustrés sur la figure 4.7 et sont :

- **Premier cas** : en utilisant la méthode $p - q$ avec un filtre actif parallèle relie avec une résistance R_f et une inductance L_f et appelé "filtre actif parallèle pur".
- **Deuxième cas** : en utilisant la méthode $p - q$ avec un filtre actif parallèle relie en série avec un filtre passif et appelé "filtre actif hybride".
- **Troisième cas** : en utilisant la méthode $p - q$ avec le filtre multi-variable (FMV) et un filtre actif parallèle pur.
- **Quatrième cas** : en utilisant la méthode $p - q$ avec le FMV et un filtre actif parallèle relie en série avec un filtre passif (FAPH).

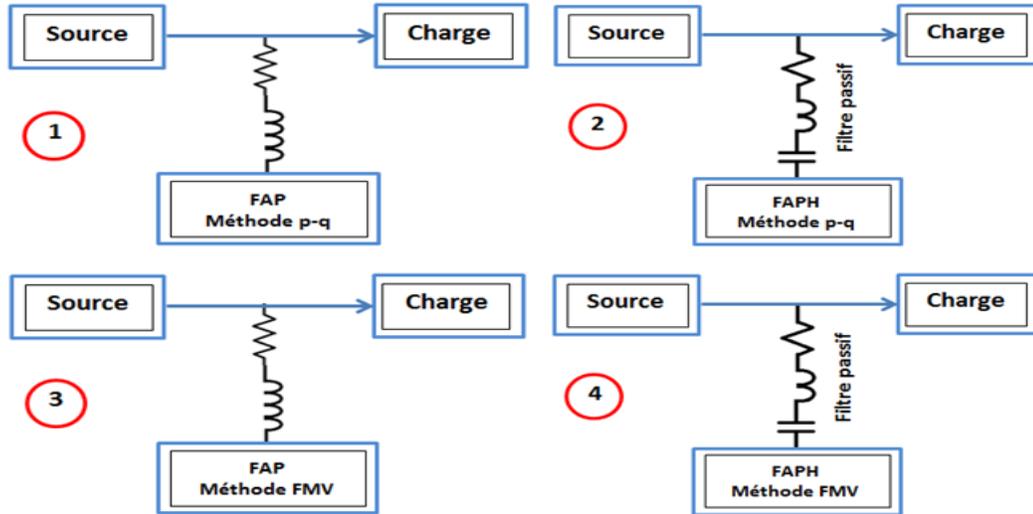


FIGURE 4.7 – Implémentation : source, charge, FAP et filtre de sortie pour les 4 cas.

Source	
Fréquence du système	60Hz
Tension du système	220 V
Impédance (R_S, L_S)	0.5 mΩ, 0.015 mH
FAP parallèle	
Tension V_{dc}	800 V
Condensateurs C_1, C_2	7 mF
Fréquence de commutation	5 KHz
Filtre de sortie (R_f, L_f, R_{fN}, L_{fN})	(5 mΩ, 0.068 mH, 5 mΩ, 0.55 mH)
Filtre passif R_f, L_f, C_f	(5 mΩ, 0.068 mH, 4.14 mF)
Charge polluante	
Inductance L_d, L_{d1}	2 mH, 2 mH
Résistance R_d, R_{d1}	0.6 Ω, 3 Ω
Inductance L_{d2}, L_{d3}	1 mH, 1 mH
Résistance R_{d2}, R_{d3}	3 Ω, 2.75 Ω
Inductance L_L	0.05 mH
Résistance R_L	1.2 mΩ

TABLEAU 4.4 – Paramètres de simulation

4.4.1 Calcul du courant de référence

La figure 4.8 donne le schéma en blocs de la théorie $p-q$ pour l'APF à quatre bras.

On utilise un filtre passe haut pour filtrer la partie continue et garder la partie alternative de la puissance active et un filtre passe bas pour la puissance homopolaire.

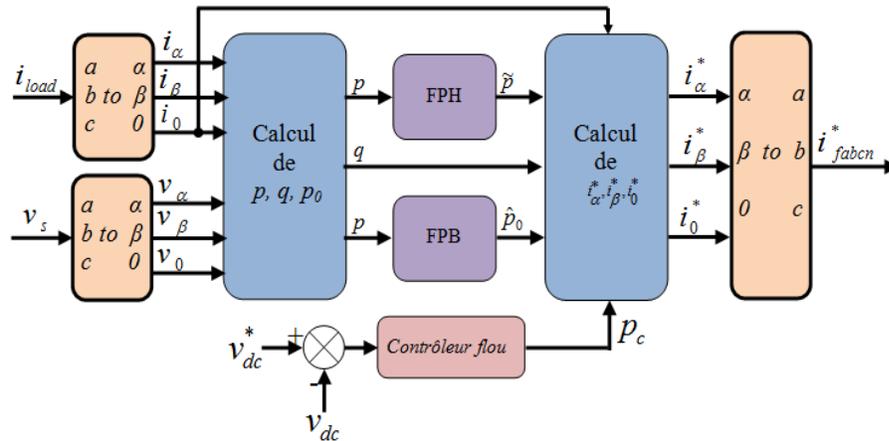


FIGURE 4.8 – Méthode $p-q$ avec un contrôleur flu.

La figure 4.9 présente le schéma en blocs de la méthode $p-q$ en utilisant un filtre multi-variable (FMV) pour extraire la composante fondamentale et calculer les puissances active et réactive à l'aide des courants harmoniques.

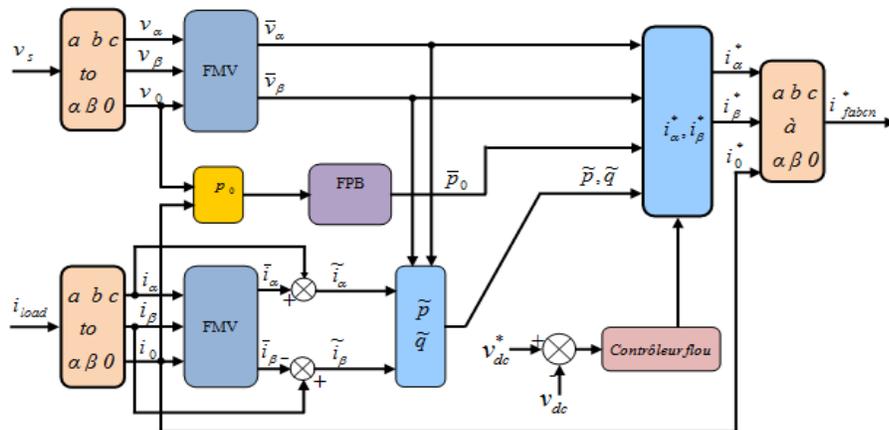


FIGURE 4.9 – Méthode p_q améliorée (FMV) avec un contrôleur flu.

Avant de présenter les cas de simulation, on présente la forme du courant de source et le courant de charge avant filtrage comme le montre la figure 4.10. On remarque que le courant est plein d'harmoniques à cause de la charge non linéaire et sa forme est loin d'être sinusoïdale car il est riche en harmoniques, le taux de distorsion est de 21.21%, ce taux dépasse la norme international (5%) et le spectre contient des harmoniques dominantes de l'ordre 5, 7, et 11 (voir la figure 4.11).

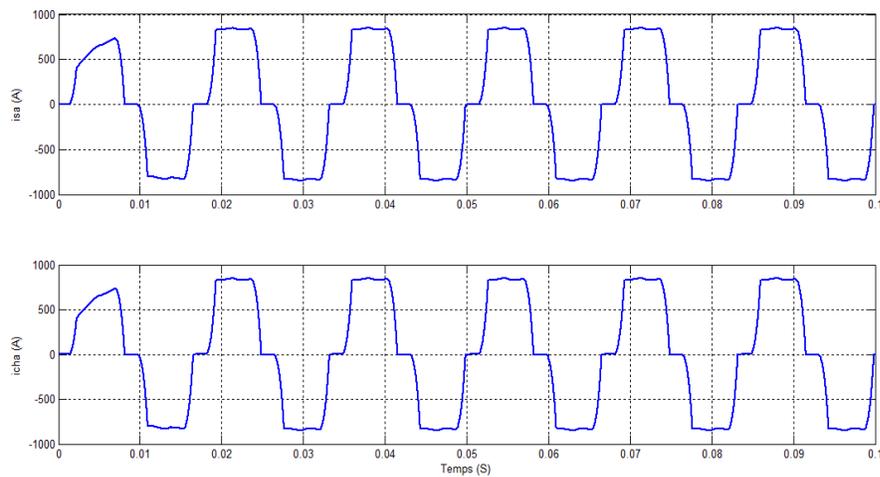


FIGURE 4.10 – Courant de source et courant de charge avant filtrage.

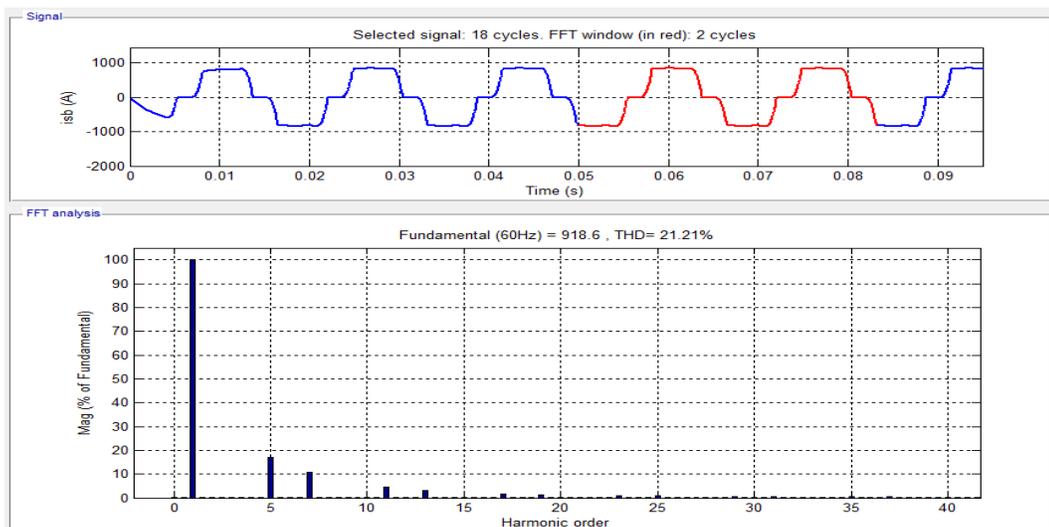


FIGURE 4.11 – Courant i_{sa} et son spectre avant filtrage.

4.4.1.1 Premier cas

Le premier cas basé sur la méthode $p-q$, on utilise un filtre de sortie constitué d'une résistance R_f et une inductance L_f , la figure 4.12 présente cette configuration.

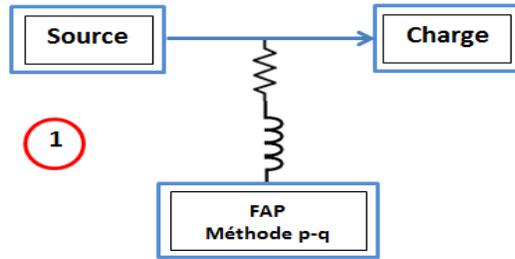


FIGURE 4.12 – La première configuration à étudié

Nous enregistrons un taux de distorsion harmonique de 3.06% comme le montre la figure 4.13.

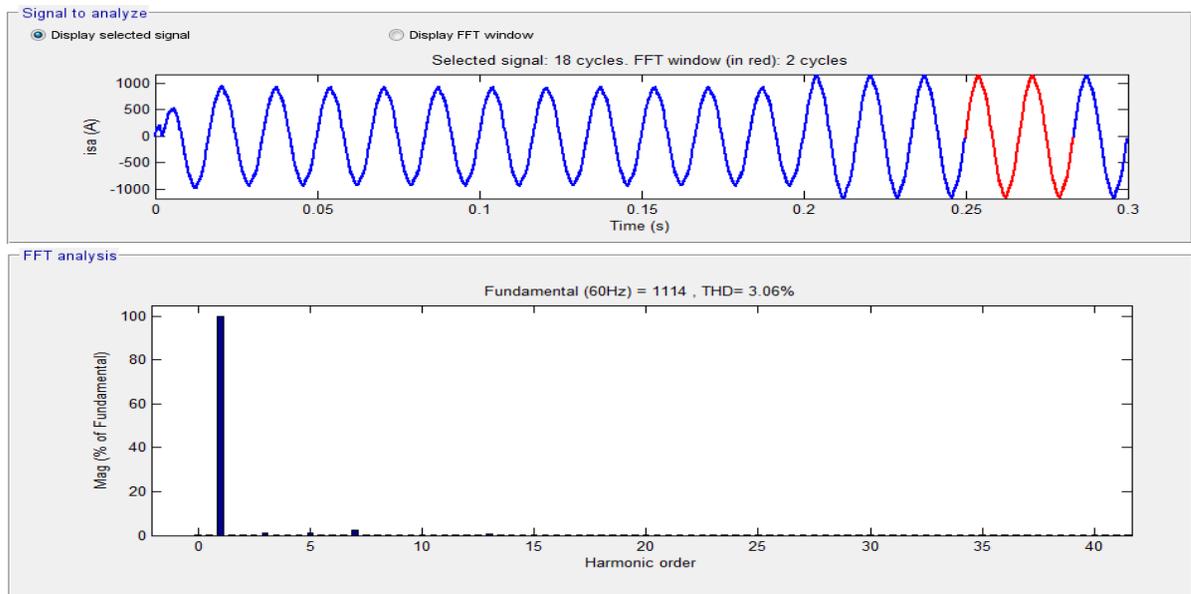


FIGURE 4.13 – Courant i_{sa} et son spectre après filtrage.

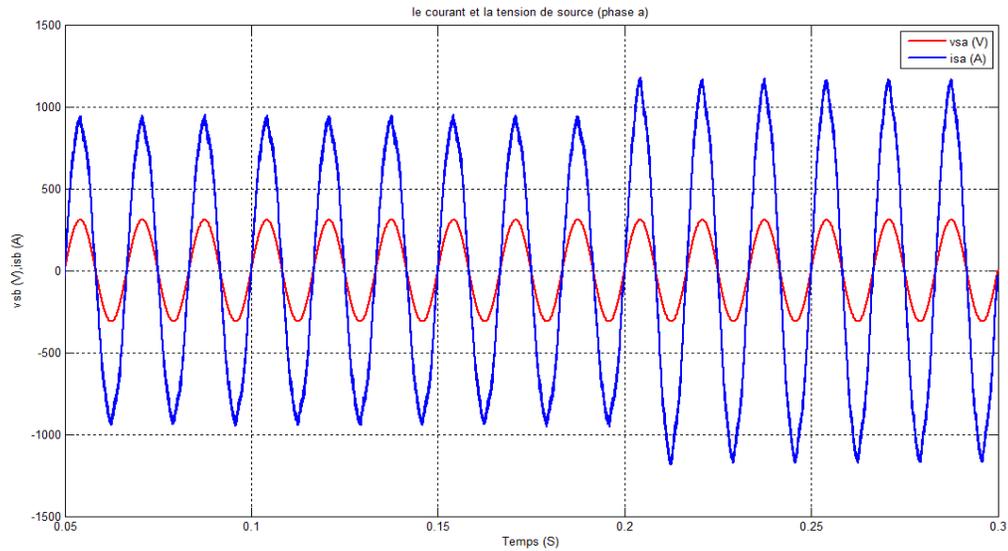


FIGURE 4.14 – Courant de source en phase avec la tension de source.

La forme d'onde du courant et de la tension de la source sont en phase comme le montre la figure 4.14.

La figure 4.15 représente le courant de source i_{sa} , le courant de la charge i_{cha} et le courant de filtre i_{fa} . La tension v_{sa} avec v_{dc} sont données à la figure 4.16.

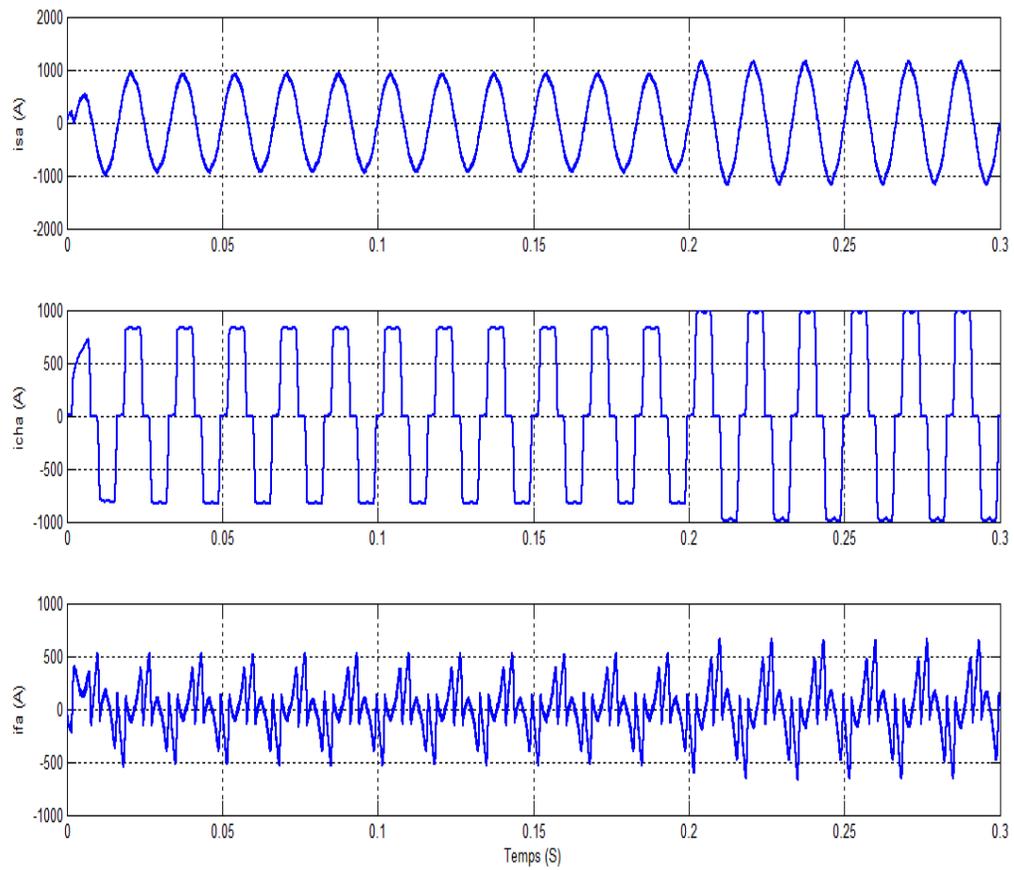


FIGURE 4.15 – Courants : i_{sa} , i_{cha} , i_{fa} après filtrage.

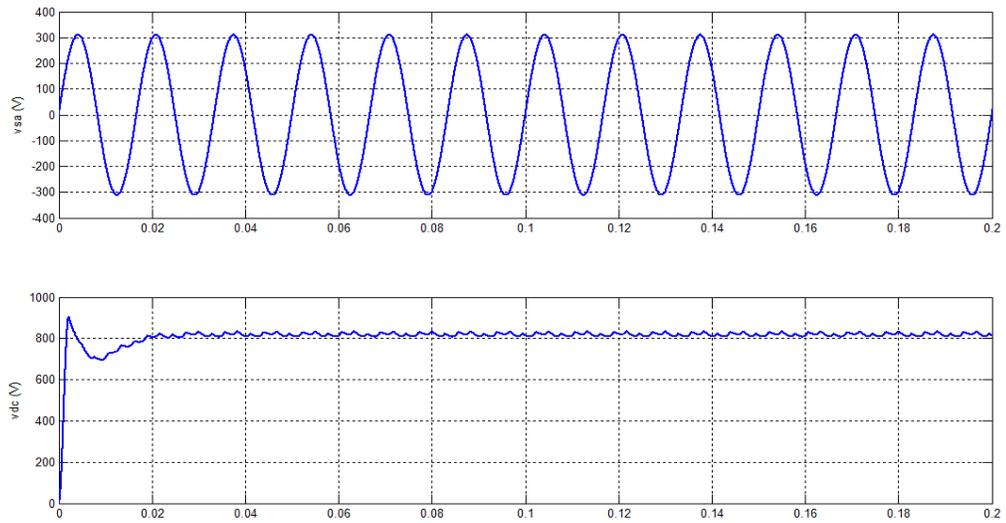


FIGURE 4.16 – Tensions : V_{sa} et V_{dc} après filtrage.

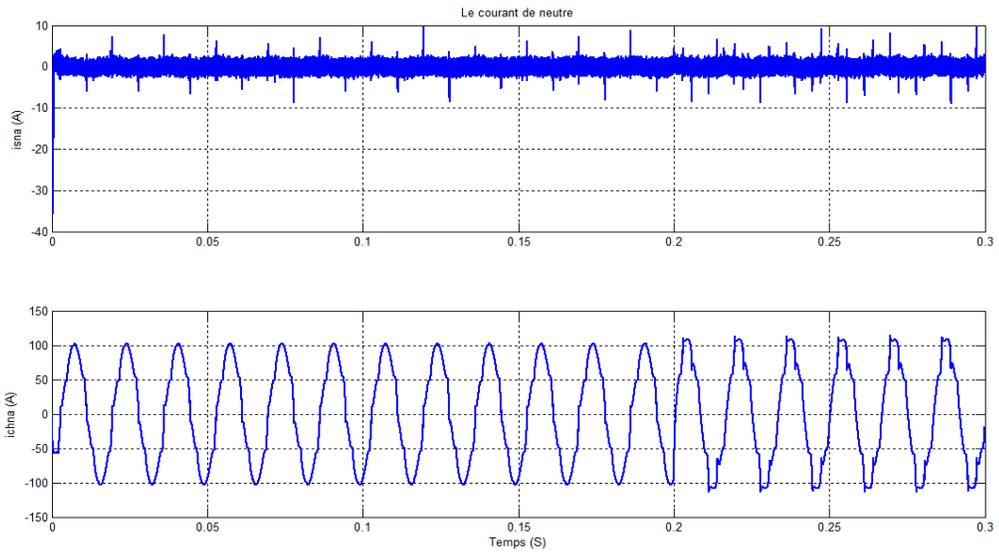


FIGURE 4.17 – Courants de neutre : I_{sna} , I_{chna} après filtrage.

On remarque que le filtre actif élimine le courant du neutre comme le monter la figure 4.17.

les courants de source et les courants de charge de trois phases sont représentés dans les figures 4.18 et 4.19 respectivement,

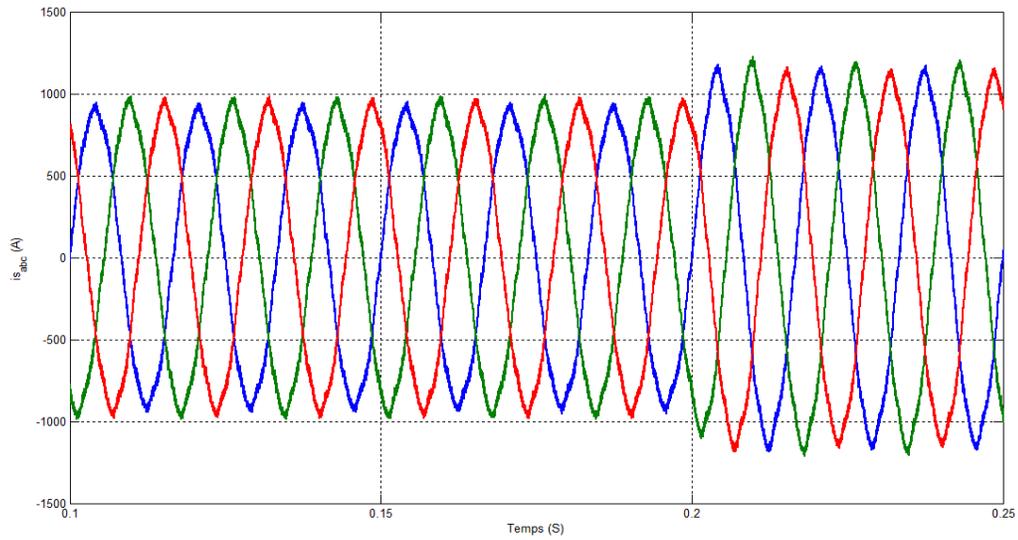


FIGURE 4.18 – Les courants de source de trois phases : i_{sabc} .

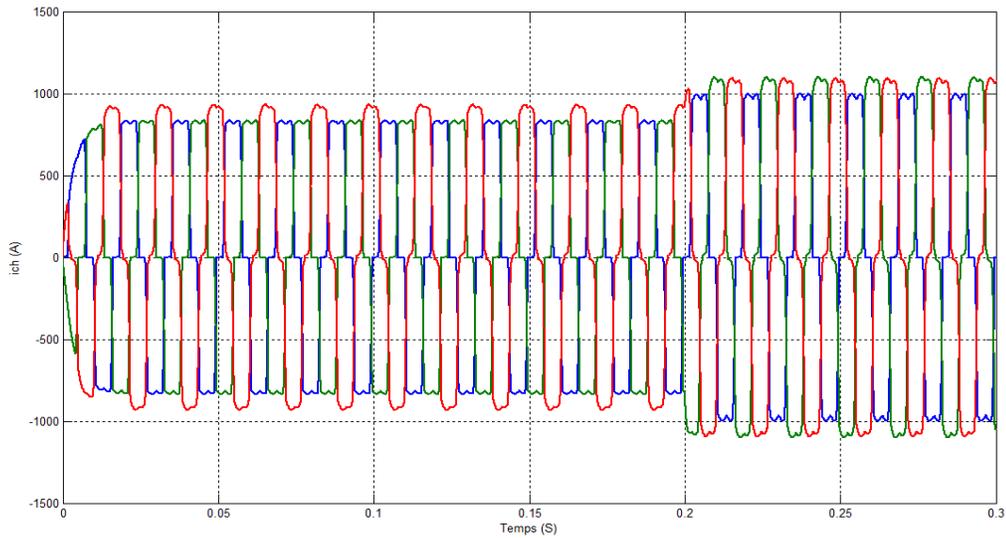


FIGURE 4.19 – les courants de charge : i_{chabc} .

4.4.1.2 Deuxième cas

Dans le deuxième cas selon la figure 4.20 , on utilise un filtre actif hybride à base de la méthode $p - q$. La figure 4.21 nous donne la forme du courant de source et son spectre harmonique. Le taux de distorsion harmonique est de

2.51%.

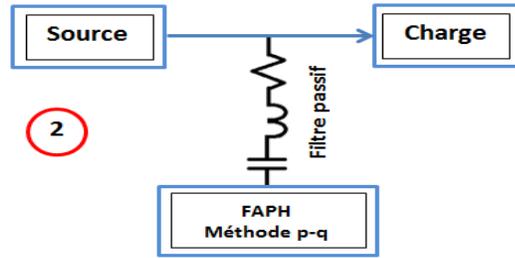


FIGURE 4.20 – La deuxième configuration à étudié

La figure 4.22 donne la forme du courant de source de la phase (a) i_{sa} avec la tension de source v_{sa} , on remarque que les deux courbes sont en phase. La figure 4.23 représente le courant de source, le courant de charge, le courant de filtre pour la phase (a).

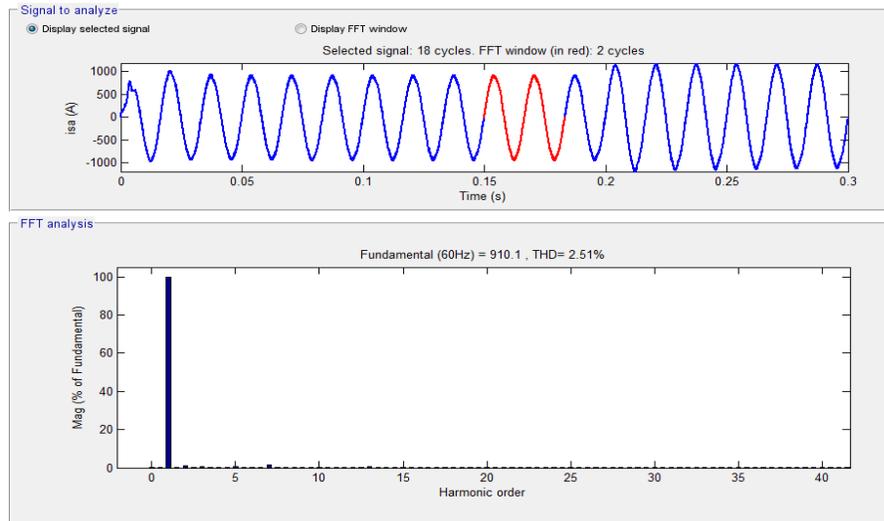


FIGURE 4.21 – Courant i_{sa} et son spectre après filtrage.

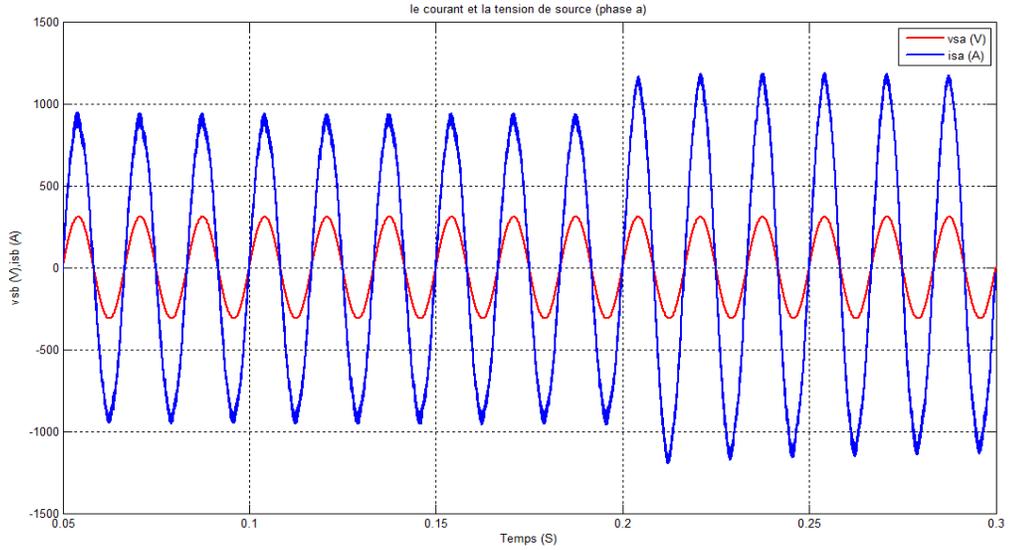


FIGURE 4.22 – Le courant i_{sa} et la tension v_{sa} .

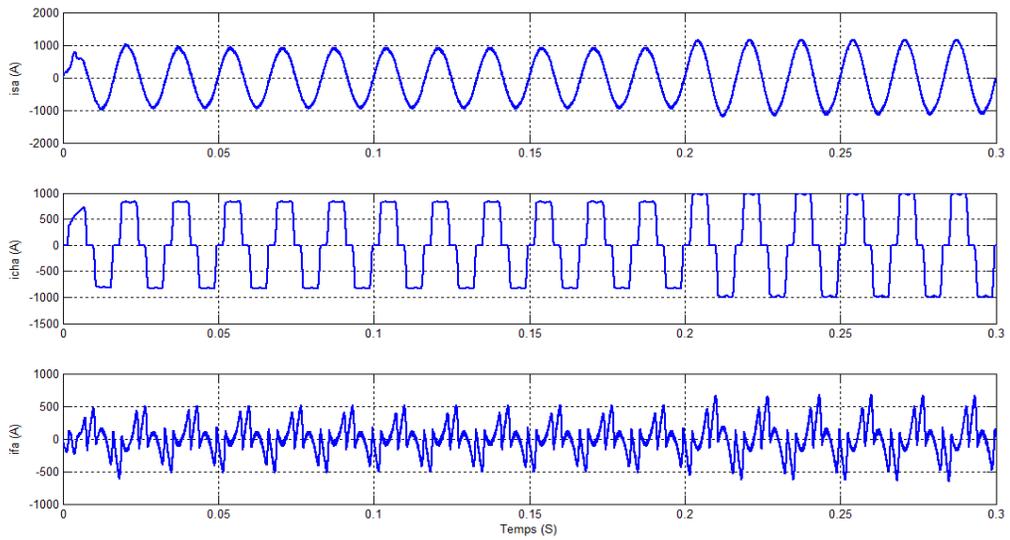


FIGURE 4.23 – Les courants i_{sa}, i_{cha}, i_{fa} pour la phase a.

La figure 4.24 donne la forme de tension v_{sa} avec la tension du bus continu de l'onduleur v_{dc} .

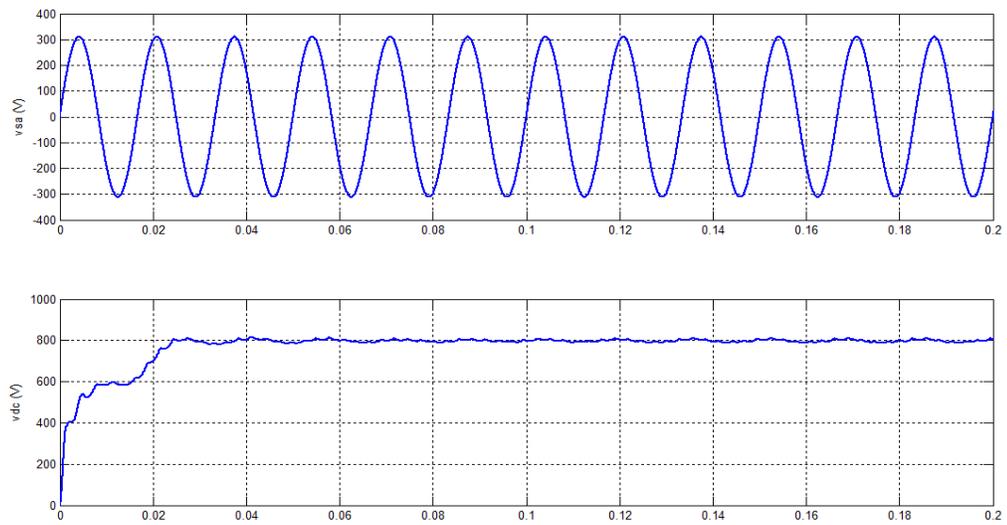


FIGURE 4.24 – Les tensions V_{sa} et V_{dc} .

le courant de neutre a des valeurs presque nulles comme le montre la figure 4.25

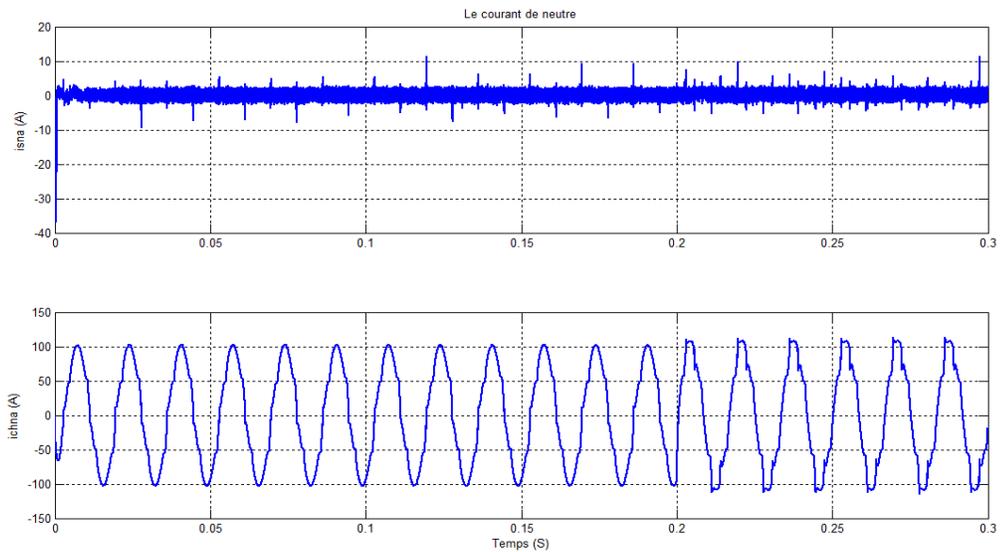


FIGURE 4.25 – Courants de neutre : I_{sna} , I_{chna} après filtrage.

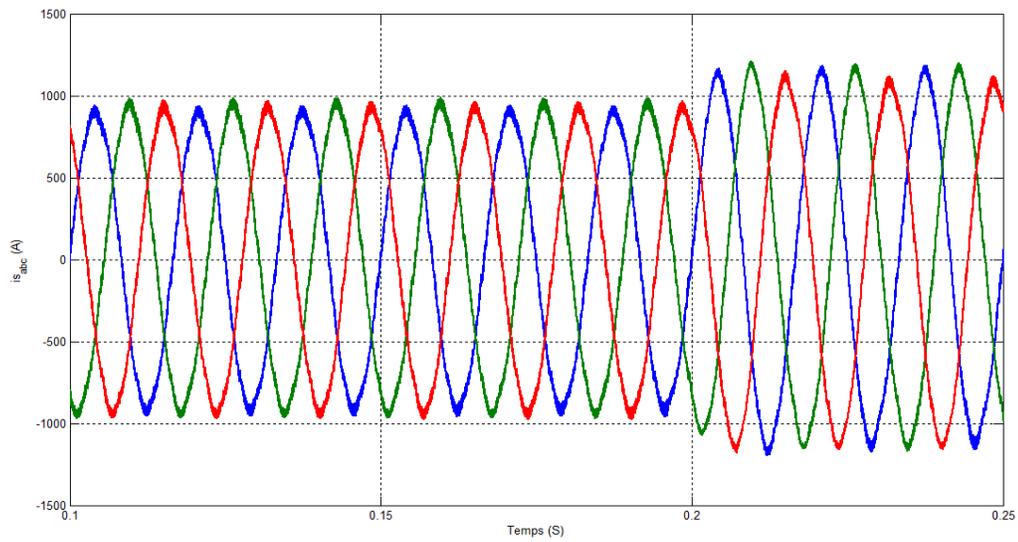


FIGURE 4.26 – les courants de source : i_{sabc} .

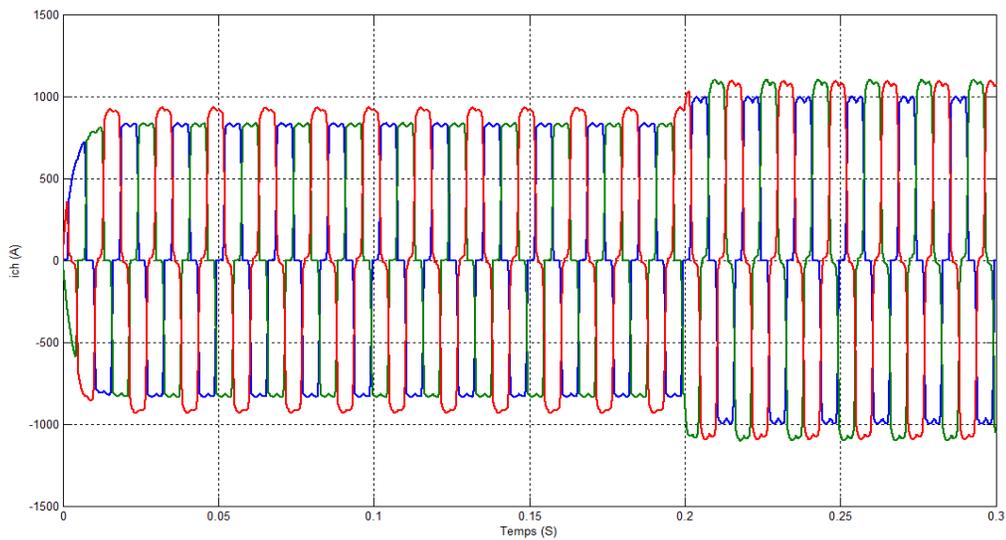


FIGURE 4.27 – les courants de charge : i_{chabc} .

les courants de source et de charge sont représentés dans les figures 4.26 et 4.27 respectivement.

4.4.1.3 Troisième cas

Dans ce cas, on utilise le filtre multi-variable (FMV) pour le calcul des courants de références (voir la figure 4.28).

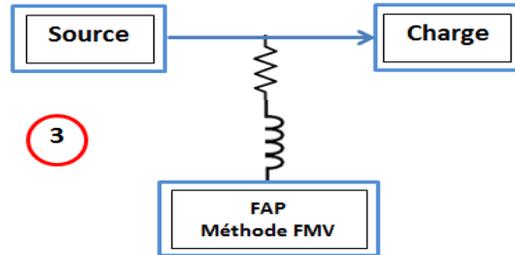


FIGURE 4.28 – La troisième configuration à étudié

Le taux de distorsion harmoniques dans ce cas-là est égal à 2.85% comme le montre la figure 4.29.

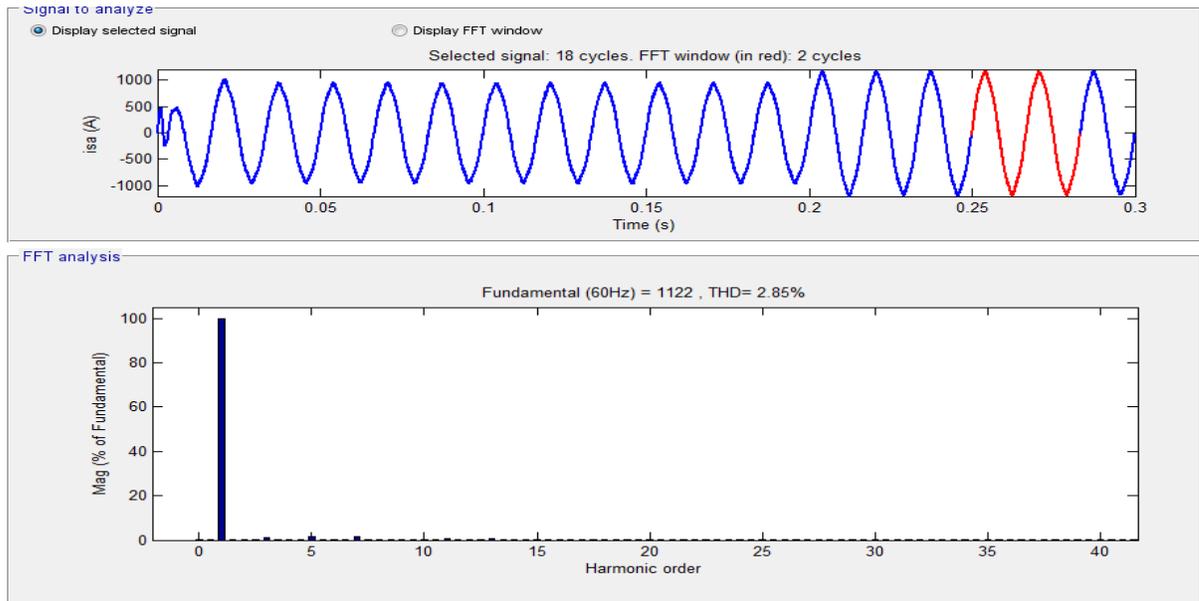


FIGURE 4.29 – Le courant i_{sa} et son spectre.

La figure 4.30 illustre la tension de source v_{sa} et le courant de source i_{sa} , aucun déphasage entre le courant et la tension. Le courant de source, le courant de charge, et le courant injecté du filtre actif sont représentés à la figure 4.31.

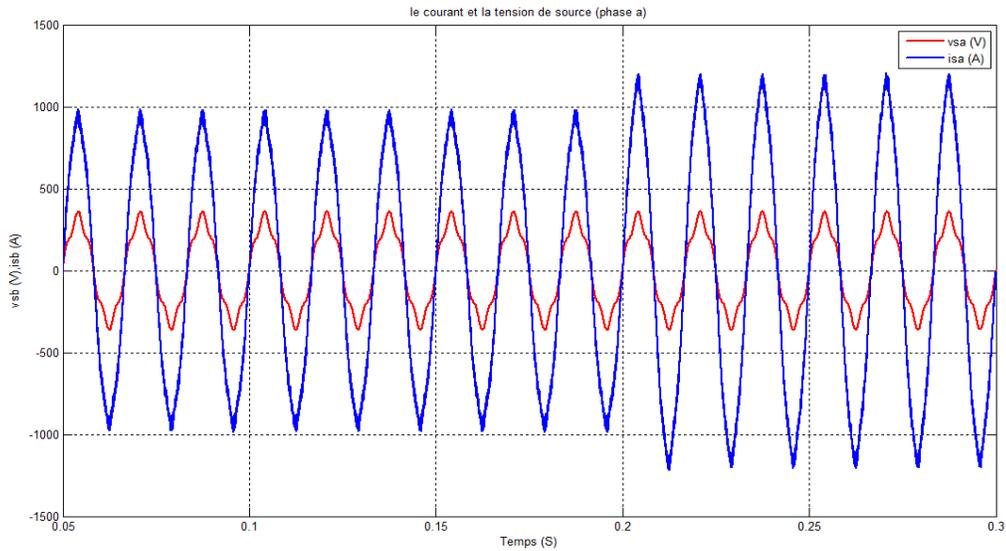


FIGURE 4.30 – Le courant i_{sa} et la tension v_{sa} .

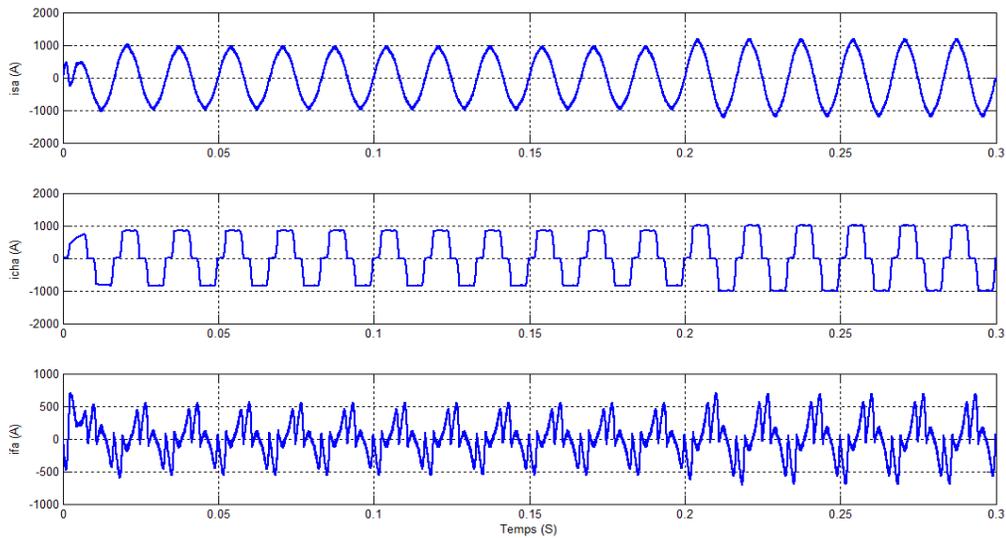


FIGURE 4.31 – Les courants i_{sa} , i_{cha} , i_{fa} pour la phase a.

La tension du bus continu de l'onduleur V_{dc} est représentée dans la figure 4.32. On remarque que les tensions V_{dc} se stabilise à la valeur 800V.

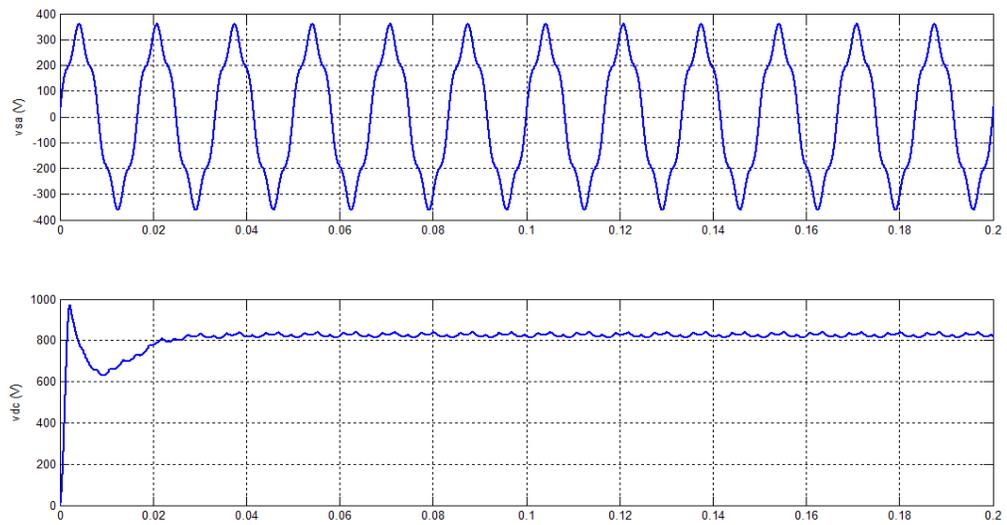


FIGURE 4.32 – Les tensions de source t bus continu V_{sa} , V_{dc} .

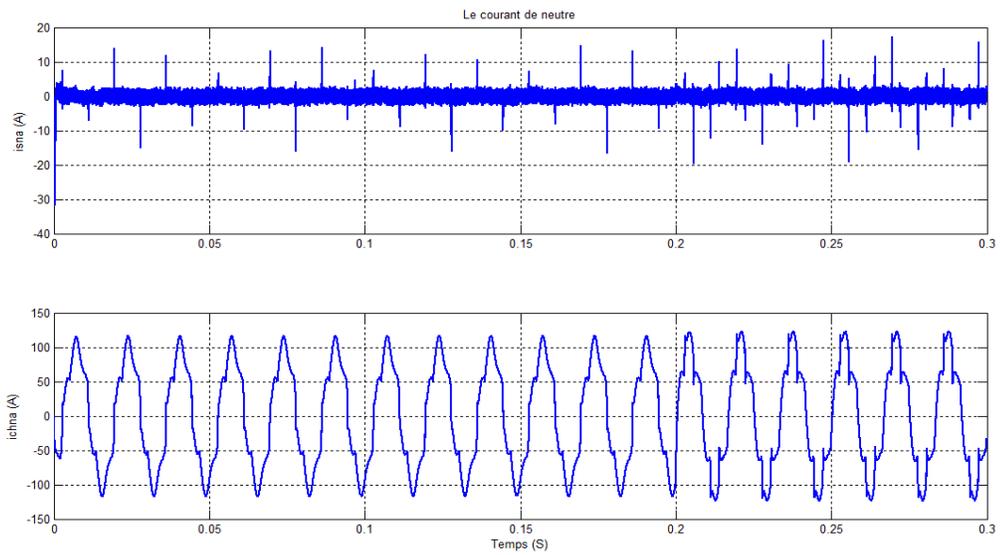


FIGURE 4.33 – Courants de neutre : I_{sna} , I_{chna} après filtrage.

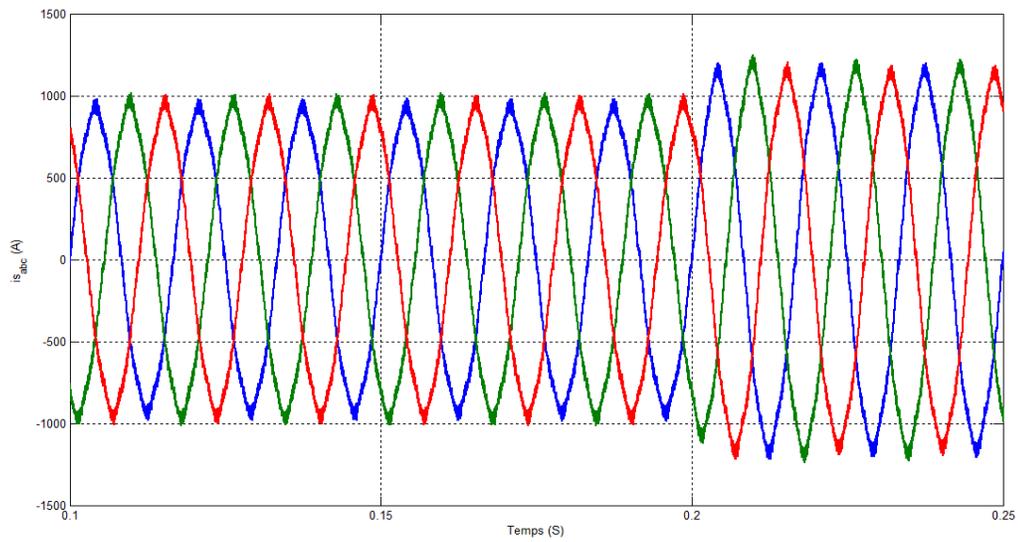


FIGURE 4.34 – les courants de source : i_{sabc} .

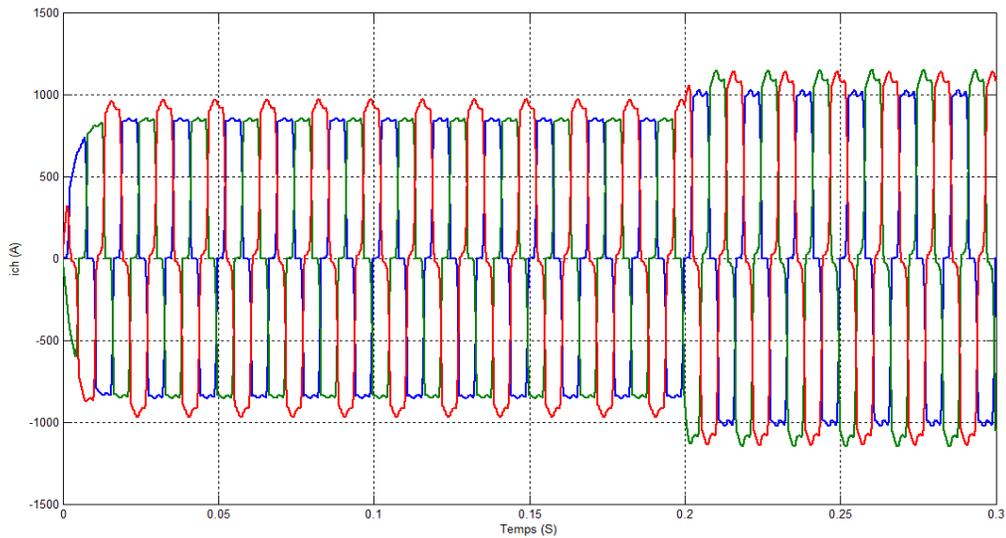


FIGURE 4.35 – les courants de charge : i_{chabc} .

4.4.1.4 Quatrième cas

Dans le quatrième cas, on utilise la méthode $p - q$ améliorée (FMV) dans un filtre actif parallèle hybride, la figure 4.36 illustre cette configuration.

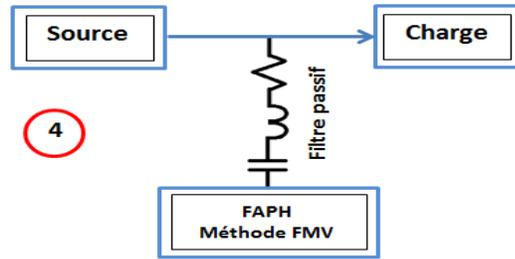


FIGURE 4.36 – La quatrième configuration à étudié

Dans ce cas-là, on utilise le filtre multi-variable (FMV) pour calculer les courants de références. La figure 4.37 illustre le courant de source et son spectre harmonique, et la figure 4.38 montre qu’il y a aucun déphasage entre le courant et la tension de source.

La figure 4.39 donne le courant de source, le courant de charge et le courant du filtre. Le taux de distorsion harmonique dans le quatrième cas est égal à 2.16%

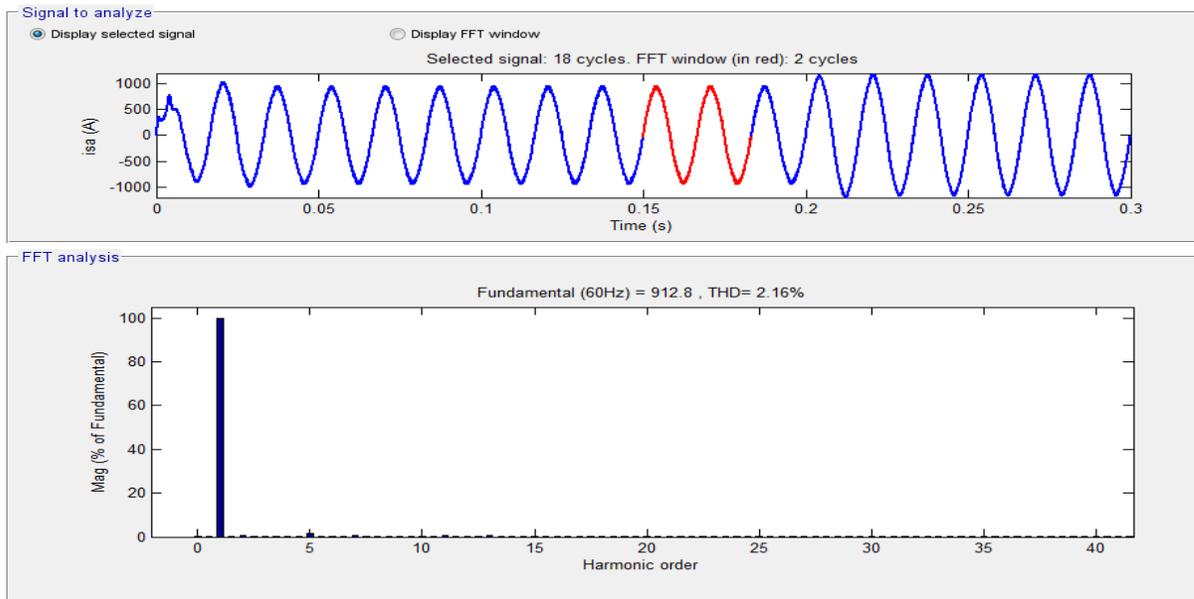


FIGURE 4.37 – Courant i_{sa} et son spectre.

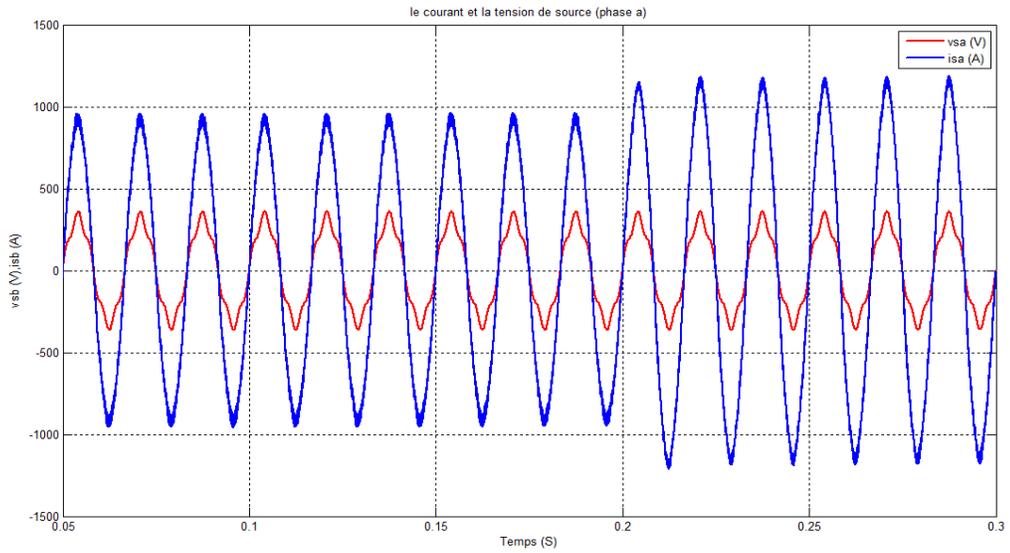


FIGURE 4.38 – La tension v_{sa} et le courant i_{sa} pour la phase a.

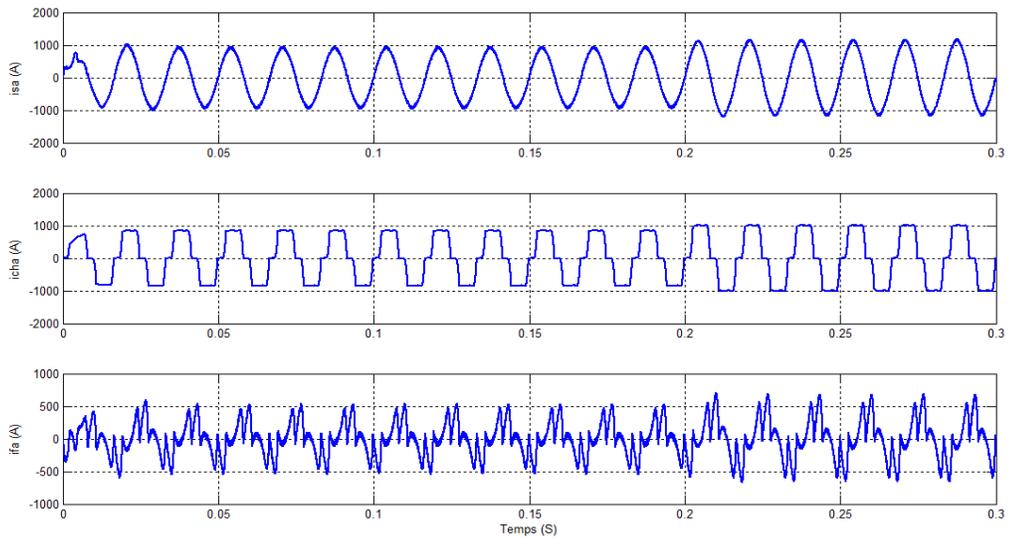


FIGURE 4.39 – Les courants i_{sa} , i_{cha} et i_{fa} pour la phase a.

la tension du bus continu est présentée dans la figure 4.40.

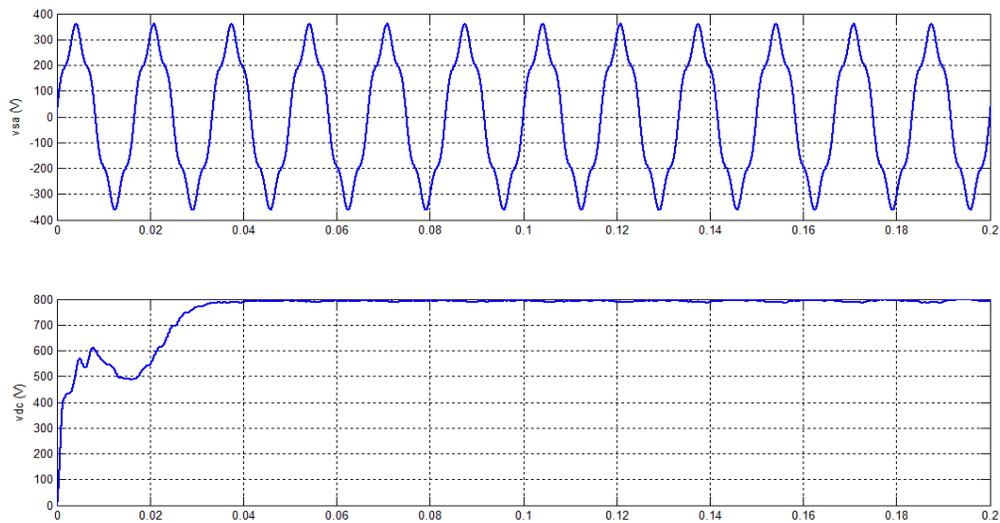


FIGURE 4.40 – Les tensions V_{sa} et V_{dc} .

le courant de neutre est représenté dans la figure 4.41. les figures 4.42, 4.43 donnent les courants de source et de charge respectivement.

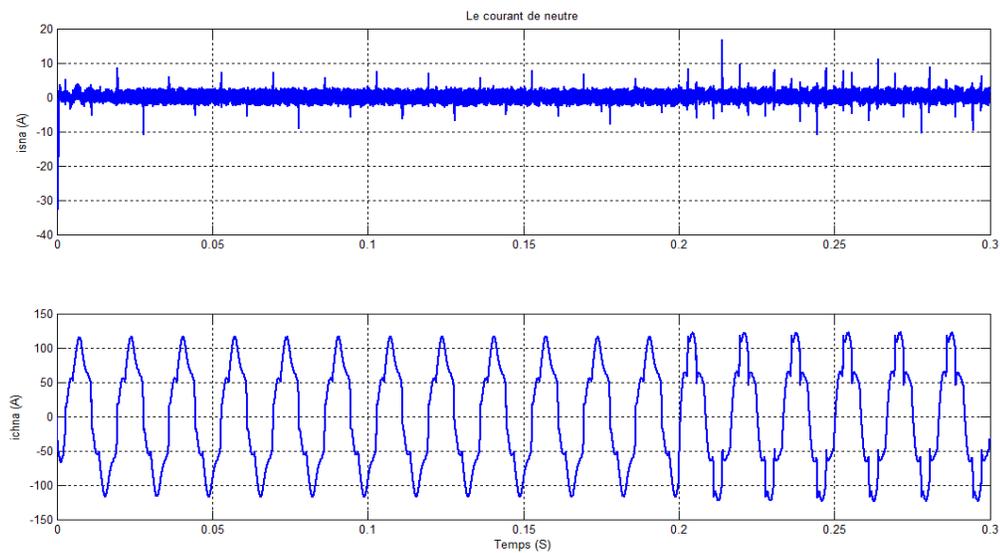


FIGURE 4.41 – Courants de neutre : I_{sna} , I_{chna} après filtrage.

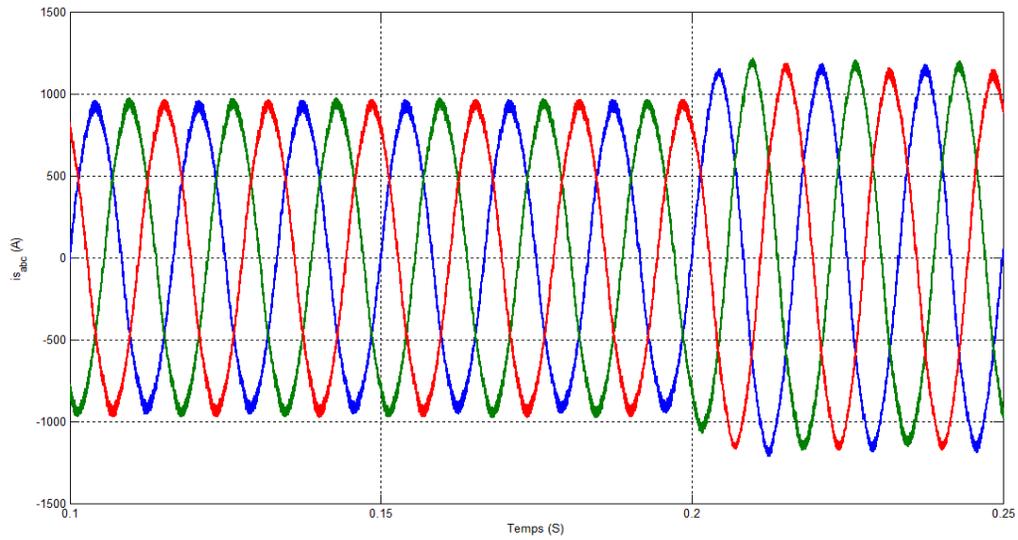


FIGURE 4.42 – les courants de source : i_{sabc} .

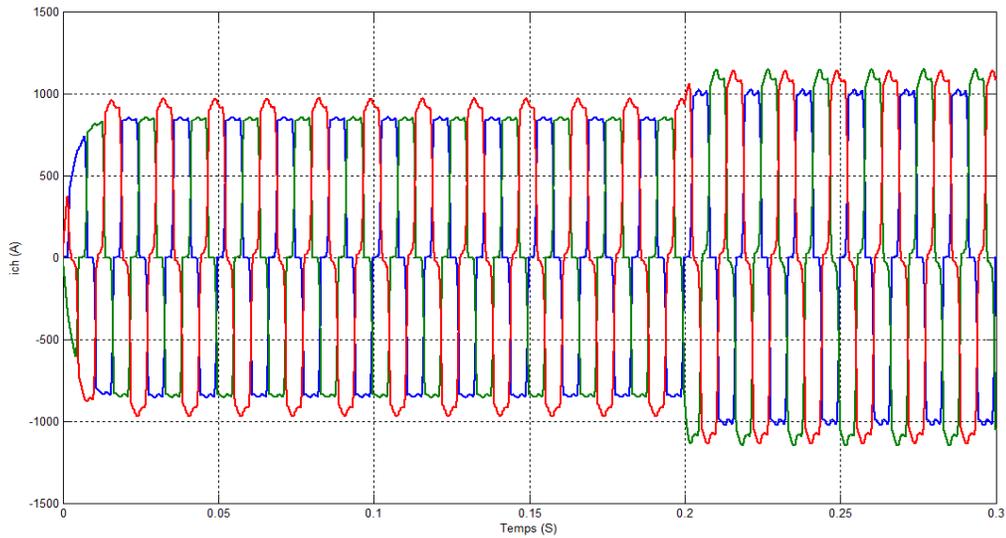


FIGURE 4.43 – les courants de charge : i_{chabc} .

4.4.1.5 Cas de variation de charge

Pour évaluer les performances de la solution proposée, en termes d'adaptation aux nouvelles situations, on introduit, à l'instant $t = 0.2s$, une variation brusque dans la charge.

Les résultats obtenus, de ce teste, sont donnés par la figure 4.44. On remarque que le filtre actif s'adapte rapidement au changement brusque de la charge pour maintenir les performance au niveau exigé.

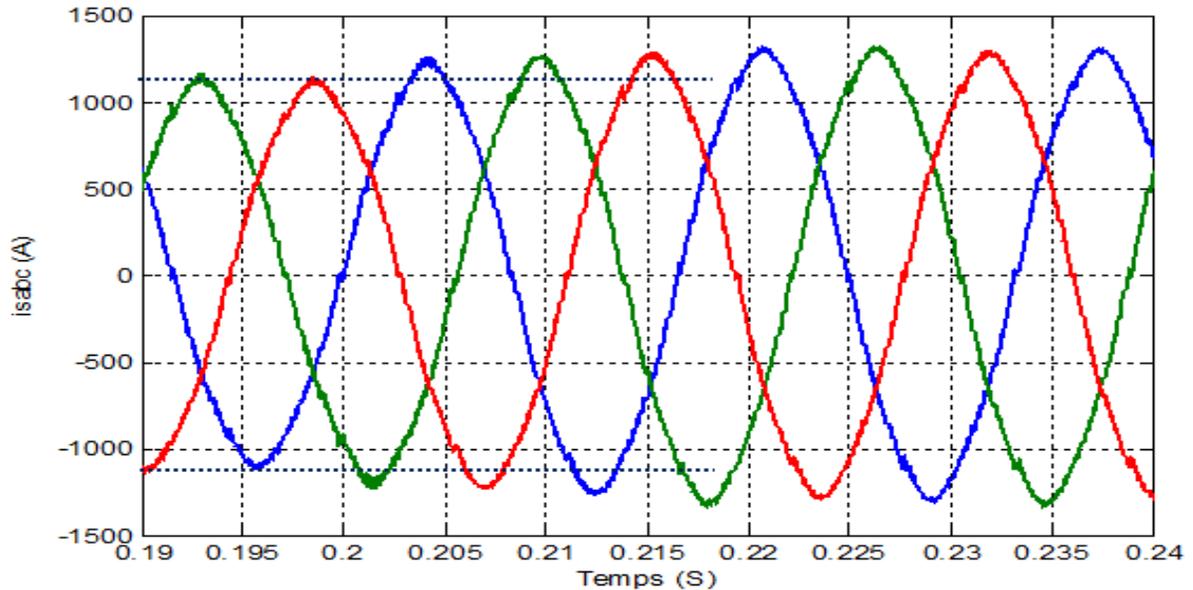


FIGURE 4.44 – Courant i_{sabc} .

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le filtre actif à structure de tension, connecté en parallèle au réseau.

Les résultats de simulation ont montré l'efficacité des quatre méthodes et ont permis l'évaluation de leurs performances respectives.

Les testes d'adaptation ont montrés que les méthodes étudiées assure des bonnes performances d'adaptation vis à vis les perturbations externes. Tandis que le tableau 4.5, qui résume les quatre méthodes en termes de THD, à montrée que les quatre méthodes répondent aux exigences des normes internationales et le système d'hybridation (filtre actif et passif) est plus efficace que le système pur (filtre parallèle pur).

La méthode	THD % du courant
avant le filtrage	21.21%
$p - q$ avec FAP pur	3.06%
$p - q$ avec FAP hybride	2.51%
$p - q$ FMV amélioré avec FAP pur	2.85%
$p - q$ FMV amélioré avec FAP hybride	2.16%

TABLEAU 4.5 – Valeurs de THD pour les quatre méthodes

Conclusion générale

Ce travail a été consacré aux améliorations des performances des filtres actifs parallèles dans les réseaux triphasés à quatre bras et trois niveaux.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la problématique des perturbations, les types des perturbations, la source de génération des harmoniques dans les réseaux électriques et les solutions existantes dans la littérature. Nous avons exposé, également, quelques normes qui fixent les limites tolérables dans ce contexte.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'état de l'art du filtre actif. Le troisième chapitre a été dédié à l'étude du filtre actif, des méthodes d'identification du courant de référence dans le domaine temporel et fréquentiel ; à savoir la méthode $p-q$ et la méthode $p-q$ améliorée par le filtre multi-variable. A la fin nous avons présenté les fruits de nos efforts pour la commande de l'onduleur par MLI, par hystérésis et par logique floue. Le quatrième chapitre présente les résultats de simulation qui concrétisent l'apport de chaque méthode en termes de dépollution du réseau. Une attention particulière est prêtée aux résultats obtenus par les deux filtres "actif pur" et "actif hybride" avec les méthodes " $p - q$ " et " $p - q$ améliorée".

Les résultats obtenus, sont satisfaisants et répondent bien aux limites imposées par les normes internationales CEI et IEEE. On constate également l'intérêt de l'utilisation des techniques intelligentes comme la logique floue pour en profiter des connaissances de l'expertise humaine sans pour autant avoir le besoin d'un

développement mathématique lourd.

Comme perspectives associées à ce travail, plusieurs axes d'études et de recherches complémentaires peuvent être envisagés. On peut citer, à titre d'exemple, les pistes suivantes :

- Validation expérimental des travaux réalisés sur le FAPH optimisé.
- Application de la commande directe de puissance au FAPH.
- Application d'autres méthodes intelligentes pour une meilleure optimisation.

Sources des Figures et Tableaux

pour droits d'auteur

Figure	Source
Figure 1.1	[33]
Figure 1.2	[10]
Figure 1.3	[11]
Figure 1.4	[36]
Figure 1.5	[15]
Figure 1.6	[25]
Figure 1.7	[41]
Figure 1.8	[51]
Figure 1.9	[47]
Figure 1.10	[59]
Figure 4.2	[96]

Tableau	Source
Tableau 1.1	[28]
Tableau 1.2	[28, 29]
Tableau 1.3	[29]
Tableau 1.4	[5]
Tableau 1.5	[29]
Tableau 1.6	[28]

Bibliographie

- [1] Ph. Ferracci. La qualité de l'énergie électrique. In *Cahier technique n° 199*, Collection Technique, Schneider Electric. 2001.
- [2] Ngac-Ky 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 - Mulhouse, 2010.
- [3] 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 U.F.R. des Sciences et Techniques, 2005.
- [4] J. Schone C. Collombet, J.M. Lupin. Harmonic disturbances in networks and their treatment. In *Cahier technique n° 152*, Collection Technique, Schneider Electric. 1999.
- [5] Alloui Nada. *Contribution à l'amélioration de la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques en utilisant les Filtres Hybrides*. Theses, Université de Batna 2, 2017.
- [6] H. Akagi. Trends in active power line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(3) :263–268, 1994.
- [7] M. Aredes H. Akagi, E. Hirokazu. *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. IEEE press, 2007.

- [8] J-N. Fiorina E. Bettega. Harmoniques : convertisseurs propres et compensateurs actifs. In *Cahier technique n° 183*, Collection Technique, Scheider Electric. 2000.
- [9] S. P. Litran, P. Salmeron, J. R. Vazquez, and R. S. Herrera. A new control for a combined system of shunt passive and series active filters. In *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 2463–2468, 2007.
- [10] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa, and Akira Nabae. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20(3) :625–630, 1984.
- [11] Fang Zheng Peng and Jih-Sheng Lai. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 45(1) :293–297, 1996.
- [12] F.Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae. Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1) :144–152, 1993.
- [13] H. Fujita and H. Akagi. The unified power quality conditioner : The integration of series active filters and shunt active filters. In *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, volume 1, pages 494–501, 1996.
- [14] H. Fujita and H. Akagi. The unified power quality conditioner : the integration of series- and shunt-active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(2) :315–322, 1998.
- [15] H. Fujita and H. Akagi. A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(6) :1020–1025, 1991.

- [16] M. Rastogi, N. Mohan, and A.-A. Edris. Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10(4) :1994–2000, 1995.
- [17] H. Fujita, T. Yamasaki, and H. Akagi. A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems. In *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, volume 1, pages 209–216 vol.1, 1998.
- [18] Mohammed Kmail. *Investigation of shunt active power filter for power quality improvement*. Thèse de doctorat, graduate school of applied sciences of near east university, 2012.
- [19] Yash Pal, A. Swarup, and Bhim Singh. A review of compensating type custom power devices for power quality improvement. In *2008 Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference*, pages 1–8, 2008.
- [20] S. Khositkasame and S. Sangwongwanich. Design of harmonic current detector and stability analysis of a hybrid parallel active filter. In *Proceedings of Power Conversion Conference - PCC '97*, volume 1, pages 181–186 vol.1, 1997.
- [21] S. Bhattacharya, Po-Tai Cheng, and D.M. Divan. Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(3) :732–747, 1997.
- [22] Jeong-Hyoun Sung Sukin Park and Kwanghee Nam. A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size. In *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, volume 1, pages 400–405 vol.1, 1999.
- [23] Sajjan Pal Singh Dhanavath Suresh. An improved hybrid active power filter for power quality improvement in three phase four wire system. In *nterna-*

- tional Journal of Engineering Science & Advanced Technology (IJESAT)*, volume 3, pages 251–258, 1999.
- [24] A.M. Al-Zamel and D.A. Torrey. A three-phase hybrid series passive/shunt active filter system. In *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)*, volume 2, pages 875–881 vol.2, 1999.
- [25] Po-Tai Cheng, S. Bhattacharya, and D.M. Divan. Control of square-wave inverters in high-power hybrid active filter systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(3) :458–472, 1998.
- [26] Mohamad Alaa Eddin Alali. *Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension : (Automatisation des systèmes de puissance électriques)*. Thèse de doctorat, Shahrokh Génie électrique. Electrotechnique. Electronique. Automatique Strasbourg 1, 2002.
- [27] Omeiri Amar. *Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant*. Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2007.
- [28] John Cheng. Ieee standard 519-2014. In *Compliances, Updates, Solutions and Case Studies*, Collection Technique, Scheider Electric. 2014.
- [29] IEEE standards association. Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems, 2014.
- [30] H. Akagi. The state-of-the-art of active filters for power conditioning. In *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 15 pp.–P.15, 2005.
- [31] Mohamed El-Habrouk, M. Darwish, and Poonam Mehta. Active power filters : A review. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 147(5) :403–413, 2000.

- [32] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra. A review of active filters for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(5) :960–971, 1999.
- [33] H. Sasaki and T. Machida. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-90(5) :2009–2019, 1971.
- [34] H. Akagi. Trends in active power line conditioners. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(3) :263–268, 1994.
- [35] L.T. Moran, P.D. Ziogas, and G. Joos. Analysis and design of a three-phase synchronous solid-state var compensator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(4) :598–608, 1989.
- [36] M. Takeda, K. Ikeda, A. Teramoto, and T. Aritsuka. Harmonic current and reactive power compensation with an active filter. In *PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 1174–1179 vol.2, 1988.
- [37] F.Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae. A novel harmonic power filter. In *PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 1151–1159 vol.2, 1988.
- [38] F.Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae. A new approach to harmonic compensation in power systems-a combined system of shunt passive and series active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 26(6) :983–990, 1990.
- [39] S. Moran. A line voltage regulator/conditioner for harmonic-sensitive load isolation. In *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting,,* pages 947–951 vol.1, 1989.

- [40] T.C. Shuter, H.T. Vollkommer, and T.L. Kirkpatrick. Survey of harmonic levels on the american electric power distribution system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 4(4) :2204–2213, 1989.
- [41] F.-Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae. A study of active power filters using quad-series voltage-source pwm converters for harmonic compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 5(1) :9–15, 1990.
- [42] Hirofumi Akagi, Akira Nabae, and Satoshi Atoh. Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(3) :460–465, 1986.
- [43] A.E. Emanuel, J.A. Orr, D. Cyganski, and E.M. Gulachenski. A survey of harmonic voltages and currents at the customer’s bus. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 8(1) :411–421, 1993.
- [44] V.B. Bhavaraju and P.N. Enjeti. Analysis and design of an active power filter for balancing unbalanced loads. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 8(4) :640–647, 1993.
- [45] L. Moran, J. Dixon, S. Muller, and R. Wallace. An active power filter implemented with pwm voltage-source inverters in cascade. In *Proceedings of 1994 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE’94)*, pages 108–113, 1994.
- [46] H. Akagi and H. Fujita. A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10(3) :1570–1575, 1995.
- [47] S. Saetieo, R. Devaraj, and D.A. Torrey. The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control. In *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, volume 31, pages 993–1000, 1995.

- [48] V. Aburto, M. Schneider, L. Moran, and J. Dixon. An active power filter implemented with a three-level npc voltage-source inverter. In *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, volume 2, pages 1121–1126 vol.2, 1997.
- [49] H. Fujita and H. Akagi. The unified power quality conditioner : the integration of series- and shunt-active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(2) :315–322, 1998.
- [50] C.K. Duffey and R.P. Stratford. Update of harmonic standard iee-519 : Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(6) :1025–1034, 1989.
- [51] P.G. Barbosa 1 ; J.A. Santisteban 1 ; E.H. Watanabe. Shunt-series active power filter for rectifiers ac and dc sides. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 145(6) :577–584, 1998.
- [52] S. Round, H. Laird, R. Duke, and C. Tuck. An improved three-level shunt active filter. In *1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings.*, volume 1, pages 87–92 Vol.1, 1998.
- [53] Sangsun Kim and P.N. Enjeti. A new hybrid active power filter (apf) topology. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(1) :48–54, 2002.
- [54] Pee-Chin Tan, Poh Chiang Loh, and D.G. Holmes. A robust multilevel hybrid compensation system for 25-kv electrified railway applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(4) :1043–1052, 2004.
- [55] Taotao Jin, Jun Wen, and K. Smedley. Control and topologies for three-phase three-level active power filters. In *Twentieth Annual IEEE Ap-*

- plied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, volume 1, pages 655–664 Vol. 1, 2005.
- [56] B.-R. Lin and T.-Y. Yang. Analysis and implementation of a three-level active filter with a reduced number of power semiconductors. In *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, volume 152, page 1055–1064, 2005.
- [57] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, , and C.-H. Huang. Three-phase three-level active power filter with a clamped capacitor topology. In *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, volume 153, page 513–522, 2006.
- [58] M.E. Ortuzar, R.E. Carmi, J.W. Dixon, and L. Moran. Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor dc link. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2) :477–485, 2006.
- [59] Khan Shahnewaz Sohagh, Lei Wang, Xiaoqing Han, Wenping Qin, Dongxia Zhang, and Runquan Meng. Analysis of id-iq strategy for active power filter. In *2020 15th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 722–725, 09-13 November 2020.
- [60] Mehdi Forghani and Saeed Afsharnia. Online wavelet transform-based control strategy for upqc control system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22(1) :481–491, 2007.
- [61] S. Bhattacharya, A. Veltman, D.M. Divan, and R.D. Lorenz. Flux-based active filter controller. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3) :491–502, 1996.
- [62] J.H. Marks and T.C. Green. Predictive transient-following control of shunt and series active power filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(4) :574–584, 2002.
- [63] H. Karimi, M. Karimi-Ghartemani, M. Reza Iravani, and A.R. Bakhshai. An adaptive filter for synchronous extraction of harmonics and distortions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 18(4) :1350–1356, 2003.

- [64] A. A. S. Mohamed, Alberto Berzoy, and Osama A. Mohammed. Adaptive transversal digital filter for reference current detection in shunt active power filter. In *2015 IEEE Power Energy Society General Meeting*, pages 1–5, 2015.
- [65] Li Lanfang, Ma Hui, Xu Xiaogang, Chen Xiaoke, Sun Biaoguang, and Xie Yunxiang. Repetitive control implementation with frequency adaptive algorithm for shunt active power filter. In *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pages 1328–1332, 2016.
- [66] S.D. Round and N. Mohan. Comparison of frequency and time domain neural network controllers for an active power filter. In *Proceedings of IECON '93 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 1099–1104 vol.2, 1993.
- [67] J. Dixon, J. Contardo, and L. Moran. Dc link fuzzy control for an active power filter, sensing the line current only. In *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, volume 2, pages 1109–1114 vol.2, 1997.
- [68] T. Narasa Reddy and M.V. Subramanyam. Fuzzy logic controlled shunt active power filter for mitigation of harmonics with different membership functions. In *2009 International Conference on Advances in Computing, Control, and Telecommunication Technologies*, pages 616–620, 2009.
- [69] Georgios Tsengenes and Georgios Adamidis. Shunt active power filter control using fuzzy logic controllers. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 365–371, 2011.
- [70] Harsha Vanjani, U. K. Choudhury, Meha Sharma, and Bhavesh Vanjani. Takagi-sugeno (ts)-type fuzzy logic controller for three-phase four-wire

- shunt active power filter for unbalanced load. In *2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON)*, pages 1–4, 2016.
- [71] M. El-Habrouk and M.K. Darwish. A new control technique for active power filters using a combined genetic algorithm/conventional analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(1) :58–66, 2002.
- [72] Rajesh Babu Yamarthi, R. Srinivasa Rao, and P. Linga Reddy. Optimal load compensation by shunt active power filter employing artificial bee colony optimization. In *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, pages 2197–2201, 2016.
- [73] Bruno Leandro Galvão Costa, Vinícius Dário Bacon, Sérgio A. Oliveira da Silva, and Bruno Augusto Angélico. Tuning of a pi-mr controller based on differential evolution metaheuristic applied to the current control loop of a shunt-apf. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(6) :4751–4761, 2017.
- [74] Mai Diab, Mohamed El-Habrouk, Tamer H. Abdelhamid, and Samir Deghedie. Switched capacitor active power filter optimization using nature-inspired techniques. In *2019 21st International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, pages 556–561, 2019.
- [75] Tsai-Fu Wu, Hung-Shou Nien, Chih-Lung Shen, and Tsung-Ming Chen. A single-phase inverter system for pv power injection and active power filtering with nonlinear inductor consideration. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(4) :1075–1083, 2005.
- [76] M.T. Abolhassani, H.A. Toliyat, and P. Enjeti. Stator flux oriented control of an integrated alternator/active filter for wind power applications. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, pages 461–467 vol.1, 2003.

- [77] N. Celanovic and D. Boroyevich. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(2) :242–249, 2000.
- [78] T.A. Meynard and H. Foch. Multi-level conversion : high voltage choppers and voltage-source inverters. In *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 397–403 vol.1, 1992.
- [79] M.D. Manjrekar, P. Steimer, and T.A. Lipo. Hybrid multilevel power conversion system : a competitive solution for high power applications. In *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, volume 3, pages 1520–1527 vol.3, 1999.
- [80] Hind Djeghloud. *Filtrage actif de puissance*. Thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2007.
- [81] Chennai Salim. *Etude, Modélisation & Commande des Filtres Actifs : Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle*. Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2013.
- [82] Rechka Sanae. *Étude de méthodes de filtrage des harmoniques dans les réseaux électriques de distribution*. Maître es, Université du Québec à Trois-Rivières, 2002.
- [83] S. Bhattacharya and D. Divan. Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system. In *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*, volume 3, pages 2531–2540 vol.3, 1995.
- [84] L. Moràn and J. Dixon. *Power electronics handbook*. Academic press, 2001.
- [85] Soumia Kerrouche and Fateh Krim. Three -phase active power filter based on fuzzy logic controller. *International Journal of Sciences and Tech-*

- niques of Automatic control & computer engineering (IJ-STA)*, 3(1) :942–955, 2009.
- [86] C.A. Quinn, N. Mohan, and H. Mehta. A four-wire, current-controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase, four-wire systems. In *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*,, pages 841–846, 1993.
- [87] Hong-Seok Song, Hyun-Gyu Park, and Kwanghee Nam. An instantaneous phase angle detection algorithm under unbalanced line voltage condition. In *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, volume 1, pages 533–537 vol.1, 1999.
- [88] M.K. Darwish M. El-Habrouk. Design and implementation of a modified fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using dsps. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 148 :21–28(7), January 2001.
- [89] Benaissa Amar. *Intégration des UPS dans le système de compensation des perturbations harmoniques pour une charge critique*. Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2014.
- [90] R.H. Baker. Electric power converter.
- [91] Kambiz Arab Tehrani. *Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2010.
- [92] Akira Nabae, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17(5) :518–523, 1981.
- [93] Y. Shakweh and E.A. Lewis. Assessment of medium voltage pwm vsi topologies for multi-megawatt variable speed drive applications. In *30th*

- Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, volume 2, pages 965–971 vol.2, 1999.
- [94] M. Fracchia, T. Ghiara, M. Marchesoni, and M. Mazzucchelli. Optimized modulation techniques for the generalized n-level converter. In *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 1205–1213 vol.2, 1992.
- [95] K.A. Corzine, M.W. Wielebski, F.Z. Peng, and Jin Wang. Control of cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(3) :732–738, 2004.
- [96] P. Bhatnagar K. Kumar Gupta. *Multilevel Inverters conventional and emerging topologies and their control*. Academic press, 2018.